

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені Ігоря Сікорського”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

„На правах рукопису”

До захисту допущено

УДК 621.314

Завідувач кафедри

_____ Ю. С. Ямненко _____
(підпис) (ініціали, прізвище)

„_____” _____ 2018 р.

МАГІСТЕРСЬКА ДИСЕРТАЦІЯ

зі спеціальності 171 Електроніка
(код та назва напряму підготовки або спеціальності)

на тему: Класифікація станів перетворювачів за вейвлет-спектрами

Виконав: студент 6-го курсу, групи ДС-61м

_____ Лисенко Ярослав Сергійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник доц., к. т. н, доц. Хижняк Т. А.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант:

_____ (назва розділу) _____ (вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент к.т.н, доц. Гармаш О.В.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра промислової електроніки
(повна назва)

Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр

Спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Ю.С. Ямненко
(прізвище ініціали)

(підпис)

« ____ » _____ 2018 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ СТУДЕНТУ

Лисенко Ярослав Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Діагностика напівпровідникових перетворювачів на основі вейвлет-перетворень.

Керівник проекту к.т.н., Хижняк Т.А.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «__» __ року № с

2. Строк подання студентом проекту 15. 05. 2018 р.

3. Вихідні дані до проекту дослідити дискретні функції-оригінализа допомогою вейвлету Хаара, прямого, зворотного ОБ-перетворення та СКІ-перетворення.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1) поняття вейвлет-перетворення; 2) форми представлення вейвлет-спектрів; 3) розрахунок функцій-оригіналів з піддіапазонами та за середнім арифметичним значенням; 4) аналіз результатів дослідження.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

6. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Технічний			

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Строк виконання етапів проекту	Примітка
1.	Огляд методів вейвлет-перетворень		
2.	Опис форм представлення вейвлет-спектрів		
3.	Розрахунок та аналіз дискретних функцій-оригіналів різними методами вейвлет-перетворень та способами усереднення		

Студент

_____ (підпис)

Лисенко Я.С.
(прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи)

_____ (підпис)

Хижняк Т.А.
(прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1. ТЕХНІЧНА ДІАГНОСТИКА ТА ЇЇ ОСНОВНІ МЕТОДИ	15
1.1. Діагностування напівпровідникових перетворювачів	15
1.2. Вейвлет перетворення дискретних функцій.....	18
Висновки до розділу 1	25
РОЗДІЛ 2. КЛАСИФІКАЦІЯ СТАНІВ ЗА СПЕКТРАЛЬНИМИ КОЕФІЦІЄНТАМИ	26
2.1. Форми представлення вейвлет-спектрів	26
2.2. Формування класифікаційних матриць	28
2.3. Класифікація дискретних функцій за вейвлет спектрами.....	30
Висновки до розділу 2	45
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ СПЕКТРІВ У ПРОГРАМНОМУ ЗАБЕЗПЕЧЕННІ	46
3.1. Моделювання за СКІ-перетворенням	46
3.2. Моделювання за Хаара	48
Висновок по розділу 3	51
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ	52
4.1. Опис ідеї проекту	54
4.2. Технологічний аудит ідеї проекту	55
4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту	55
4.4. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	58
Висновки по розділу 4.....	59
ВИСНОВКИ	61
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	62
Додаток А.....	68
Додаток А. Лістінг програми	

АНОТАЦІЯ

Удосконалено методу класифікації за спектральними коефіцієнтами шляхом визначення оптимальної кількості вейвлетів в базисі та рівнів розкладання з позиції мінімізації часових та обчислювальних затрат та максимізації точності ідентифікації.

Розв'язані задачі: адаптування алгоритмів класифікації за номінальними матрицями для різних форматів вейвлет-спектрів; дослідження дискретних функцій різної за формою та кількістю дискретних значень з метою виявлення особливостей їх вейвлет-спектрів та чутливості спектральних коефіцієнтів до форми функції; виконано ідентифікацію досліджуваної функції відносно попередньо класифікованих функцій та визначино її приналежність до певного класу з використанням спектрів різних форматів; оцінені часові та обчислювальні затрати, а також точність ідентифікації для різних форматів спектрів.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в розвитку теорії класифікації за спектральними коефіцієнтами завдяки використанню різних форматів вейвлет спектрів. Практичне значення одержаних результатів полягає в можливості виконання класифікації часових діаграм струмів та напруг виключно за коефіцієнтами усереднення для повільно змінних функцій та з використанням спільно коефіцієнтів усереднення і деталізації для функцій, які містять пульсації, що дозволяє підвищити точність класифікації.

ABSTRACT

The purpose of the study is to improve the classification method by spectral coefficients by determining the optimal number of wavelets in the basis and decomposition levels from the position of minimizing time and computing costs and maximizing the accuracy of the identification.

Tasks must be solved: adapt the classification algorithm to nominal matrices for different wavelet spectrum formats; Investigate the discrete functions different in form and number of discrete values in order to identify the features of their wavelet spectra and the sensitivity of the spectral coefficients to the form of the function; perform identification of the investigated function with respect to pre-classified functions and determine its affiliation to a certain class using spectra of different formats; estimate time and computing costs as well as accuracy of identification for different spectrum formats.

The scientific novelty of the results obtained is the development of the theory of classification by spectral coefficients due to the use of different formats of wavelet spectra. The practical value of the results obtained is the ability to perform the classification of timing diagrams of currents and voltages solely by the averaging coefficients for slowly varying functions and using jointly the averaging and detail factors for functions that contain pulsations, which increases the accuracy of the classification.

ВСТУП

Напівпровідникові перетворювачі електроенергії є невід'ємною частиною сучасних систем живлення відповідальних споживачів, технологічних процесів та енергетичних систем.

Покращення умов експлуатації та скорочення часу ремонту таких систем потребує введення в них пристроїв вбудованого контролю та діагностування. Дані пристрої призначені для фіксування поточного стану перетворювача в процесі роботи, переривання роботи перетворювача при виникненні аварійних ситуацій, обробки змінних стану перетворювача, аналіз інформації про стан перетворювача на інтервалі, що передує аварії, а також в момент виникнення та після неї.

Актуальність теми. Діагностиці напівпровідникових перетворювачів та їх систем керування присвячено багато робіт [1, 3, 4, 5, 7, 8, 11, 12, 14, 18, 20, 22, 23, 24]. Даними, за якими виконується ідентифікація стану перетворювача можуть бути часові діаграми струмів та напруг, зняті в контрольних точках схеми, оскільки їх форма може зазнати суттєвих змін при зміні режимів роботи перетворювача чи виникненні аварійних ситуацій [15,16]. Існують різні методи обробки таких діагностичних даних, зокрема з використанням спектральних перетворень [34, 42, 46]. Тип спектрального перетворення, що застосовується, багато в чому визначається формою діаграм. Для часових залежностей, що містять ділянки постійних значень та ділянки флуктуацій, доцільно використовувати віконні спектральні перетворення такі, як віконне перетворення Фур'є або вейвлет-перетворення [21].

У випадку використання з цією метою вейвлет-перетворення, виникає задача визначення множини спектральних коефіцієнтів, за якою доцільно здійснювати подальшу ідентифікацію стану перетворювача. Повний спектр, отриманий при застосуванні вейвлет-перетворення, містить $(n \cdot m^j)$ коефіцієнтів, де m – кількість вейвлетів в базисі

перетворення, а n визначається залежно від кількості дискретних значень досліджуваної функції $K = m^n$; j – рівень розкладання, $j = (0 \dots n - 1)$ [19]. При зростанні інтервалу розгляду функції, зростає і кількість коефіцієнтів, а отже і час виконання ідентифікації стану перетворювача, що є небажаним. Тому актуальною є задача визначення оптимальних за критеріями точності та тривалості ідентифікації значень m та n , а також визначення набору спектральних коефіцієнтів за якими буде здійснюватись ідентифікація поточного стану перетворювача, тобто вибір формату спектру.

Таким чином, **метою дослідження** є удосконалення методу класифікації за спектральними коефіцієнтами шляхом визначення оптимальної кількості вейвлетів в базисі та рівнів розкладання з позиції мінімізації часових та обчислювальних затрат та максимізації точності ідентифікації.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати наступні **задачі**:

- адаптувати алгоритм класифікації за номінальними матрицями для різних форматів вейвлет-спектрів;
- дослідити дискретні функції різні за формою та кількістю дискретних значень з метою виявлення особливостей їх вейвлет-спектрів та чутливості спектральних коефіцієнтів до форми функції;
- виконати ідентифікацію досліджуваної функції відносно попередньо класифікованих функцій та визначити її приналежність до певного класу з використанням спектрів різних форматів;
- оцінити часові та обчислювальні затрати, а також точність ідентифікації для різних форматів спектрів.

Об'єктом дослідження є процес класифікації станів напівпровідникових перетворювачів за вейвлет спектрами їх часових залежностей струмів та напруг.

Предметом дослідження є особливості вибору формату вейвлет спектрів найбільш зручного для виконання класифікації за критеріями швидкості та точності її виконання.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в розвитку теорії класифікації за спектральними коефіцієнтами завдяки використанню різних форматів вейвлет спектрів.

Практичне значення одержаних результатів полягає в можливості виконання класифікації часових діаграм струмів та напруг виключно за коефіцієнтами усереднення для повільно змінних функцій та з використанням спільно коефіцієнтів усереднення і деталізації для функцій, які містять пульсації, що дозволяє підвищити точність класифікації.

Особистий внесок полягає в дослідженні особливостей виконання класифікації функції з використанням вейвлет спектрів різних форматів – виключно за коефіцієнтами усереднення, за коефіцієнтами деталізації, за комбінацією коефіцієнтів усереднення та деталізації на одному з рівнів розкладання.

Апробація результатів дисертації проводилась на 2 міжнародних науково-технічних конференціях молодих вчених «Електроніка» (м. Київ, 2017, 2018).

Публікації. Результати дисертації опубліковані в 2 наукових працях в збірниках науково-технічних конференцій.

РОЗДІЛ 1. ТЕХНІЧНА ДІАГНОСТИКА ТА ЇЇ ОСНОВНІ МЕТОДИ

1.1. Діагностування напівпровідникових перетворювачів

Напівпровідникові перетворювачі енергії мають велику кількість схемних рішень та алгоритмів функціонування; характеризуються стрибкоподібною зміною струмів та напруг на елементах та зміною структури перетворювача за певним алгоритмом в процесі роботи. Врахування частоти роботи, допустимих значень робочих струмів та напруг, способу з'єднання елементів, впливу температури навколишнього середовища на функціонування перетворювача є обов'язковим при аналізі поточного режиму роботи (стану) та при реалізації процесу діагностування.

Керування та діагностика напівпровідникових перетворювачів здійснюється з використанням швидкодіючих мікропроцесорних пристроїв, що дозволяє максимально виконувати всі операції в режимі реального часу. На рис. 1.1 представлена одна із структур багатофункціональної системи діагностування, яка виконує ідентифікацію поточного стану об'єкту, моніторинг та прогнозування його стану в майбутньому [28].

З огляду на структуру системи рис. 1.1, процес діагностування можна розділити на три основні етапи:

- 1- отримання діагностичних даних;
- 2- перетворення діагностичних даних;
- 3- аналіз діагностичних даних та прийняття рішення про стан об'єкту діагностування.

В загальному випадку діагностування полягає у визначенні приналежності поточного стану перетворювача до одного з двох класів, що об'єднують множини станів працездатних та непрацездатних [8].



Рис. 1.1. Автоматизована система діагностування, моніторингу та прогнозування

Клас непрацездатних станів розбивається на підкласи неподібних станів, які відрізняються типами дефектів. Під дефектами можуть розумітись неприпустимі кількісні зміни структурних зв'язків або зміни параметрів елементів в перетворювачі. Дефекти спричиняють відмови конкретних елементів чи цілої ділянки електричного кола напівпровідникового перетворювача.

Класифікація відмов, що можуть виникнути в електричному колі, наведена в табл. 1.1 [5, 38, 40].

Таблиця 1.1.

Класифікація відмов елементів електричного кола

Група відмов	Причина відмови
Безумовні (раптові)	Обриви та короткі замикання
Умовні (поступові)	Повільна зміна параметру та вихід його за допустимі межі
Незалежні	Несправність одного елементу – первинна відмова
Залежні	Пошкодження раніше справних елементів внаслідок протікання через них аварійних струмів чи появи перенапруг в результаті появи первинної відмови

Дослідження показують, що появу несправності чи зміни параметрів елементів напівпровідникового перетворювача можна відстежити за зміною форми часових діаграм його струмів та напруг, знятих на виході схеми чи на конкретних елементах [13, 16, 24, 26, 27].

В [16] наведено результати моделювання автономного інвертора струму (рис.1.2) для режиму роботи в нормальному режимі та при різних несправностях. Як показано авторами, кожна з несправностей в схемі по різному впливає на форму струму конденсатора (табл. 1.2).

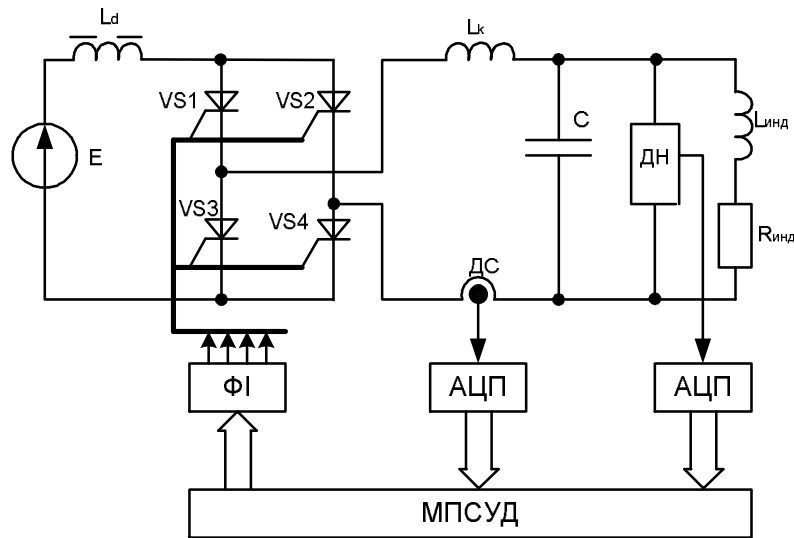


Рис. 1.2. Автономний інвертор струму

Таблиця 1.2

Часові діаграми струмів та напруг АІС в різних режимах роботи

Робочий стан f1	Пробій конденсаторної батареї f2	Пробій індуктора f3	Обрив індуктора f4
Невмикання тиристора f5	Тиристорний пробій ($\beta=45$ ел.град.) f6	Тиристорний пробій ($\beta=30$ ел.град.) f7	Тиристорний пробій ($\beta=60$ ел.град.) f8

Такий зв'язок дозволяє виконувати діагностування та ідентифікацію існуючих несправностей шляхом виконання аналізу струмів і напруг напівпровідникового перетворювача.

При використанні як діагностичних показників часової залежності струмів та напруг, потрібно врахувати значну різноманітність їх форм, присутність корисної складової та шумів. Також потрібно знати як стан перетворювача впливає на форму діаграми.

Більшість отриманих системою діагностування даних потребують подальшого перетворення, і з цією метою активно використовуються спектральні перетворення Уолша, Хаара, дискретні перетворення на кінцевих інтервалах (симетричне перетворення на кінцевих інтервалах – СКІ та перетворення в орієнтованому базисі – ОБ), перетворення Лапласа, Фур'є та z-перетворення [21].

При цьому, спектральні коефіцієнти, отримані при застосуванні до часових діаграм даних спектральних перетворень, можуть використовуватись як діагностичні показники та як класифікаційні ознаки при визначенні приналежності поточного стану перетворювача до класу працездатних чи непрацездатних.

Одним з методів ідентифікації об'єктів є застосуванням теорії класифікаційного розподілу [29]. Переваги даного методу полягають у його орієнтованості на роботу з бінарними матрицями рангових та номінальних ознак, що спрощує обробку даних під час використання мікропроцесорів. При цьому важливою задачею є вибір класифікаційних ознак для кожного з класів, які розглядаються.

1.2. Вейвлет перетворення дискретних функцій

Вейвлет – це математична функція, яка має вигляд хвильових пакетів, локалізованих по осі незалежної змінної і здатних зсуватися по ній і масштабуватися [14]. Така особливість відрізняє вейвлети від базисних

функцій перетворення Фур'є, що добре локалізовані у частотній області, але не у часовій, оскільки визначені на усій часовій області.

Одна з основних ідей вейвлет перетворення сигналів полягає в розкладанні сигналу на дві складові – апроксимації та деталізації.

Для зміни рівня декомпозиції сигналу використовують дроблення вищеназваних складових. Саме за рахунок зміни масштабу вейвлети спроможні виявити ті чи інші особливості сигналу, а за рахунок зсувів проаналізувати сигнал в усіх точках, тобто забезпечити частотно-часовий аналіз з виявленням локальних особливостей [3, 12].

Вейвлети характеризуються чотирма важливими властивостями [32]:

- мають можливість зсуву за часом;
- здатні до масштабування;
- мають вигляд хвильових пакетів з нульовим значенням інтеграла тієї чи іншої форми, локалізованих у часі/просторі;
- мають обмежений частотний спектр.

Пряме вейвлет-перетворення може означати представлення довільного вхідного сигналу в деякому новому базисі, що виглядає як сукупність хвильових пакетів вейвлетів.

Враховуючи те, що переважна більшість даних опрацьовується мікропроцесорними системами, доцільно представляти їх в дискретній формі і, відповідно, застосовувати до них дискретні спектральні перетворення.

Дискретне перетворення обирають через невелике число операцій, що виконуються при його виконанні.

Нехай базис функціонального простору $L^2(R)$ складений з системи зсуву та частотного перетворення, деякої функції $\psi(t)$. Зміни незалежного значення частотної складової в спектральному представленні сигналів відображається в часовому представленні, як розтягнення чи звуження функції за допомогою функції вигляду $\psi(t) \Rightarrow \psi(a^m \cdot t)$. Так і локальність

функції буде забезпечена незалежною змінною, яка передбачає систему послідовного перекриття уздовж усієї дійсної осі, яка виконується функцією виду $\psi(t) \Rightarrow \psi(t+k)$. Виходячи з цього, одержуємо наступну структуру функції базису:

$$\psi(a^m \cdot t + k). \quad (1.1)$$

Параметри m та k для прийнято цілими для зручності. Вираз базисної функції:

$$\psi_{mk}(t) = a^{m/2} \cdot \psi(a^m \cdot t + k). \quad (1.2)$$

Вейвлет буде ортогональним, якщо сукупність функцій $\{\psi_{mk}(t)\}$ представить собою ортонормований базис у функціональному гільбертовому просторі $L^2(R)$, тобто:

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_k(t) \cdot \overline{\psi_l(t)} dt = \delta_{kl} = 0, & k \neq l \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \{ |\psi_k(t)| \}^2 dt = \delta_{kl} = 1, & k = l \end{cases}, \quad (1.3)$$

де δ_{kl} – дельта-функція Кронекера, що визначиться так:

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } k \neq l \\ 1, & \text{якщо } k = l \end{cases}. \quad (1.4)$$

Приклад ортогональної системи функції Хаара:

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0; 0,5) \\ -1, & t \in [0,5; 1) \\ 0, & t \notin [0; 1) \end{cases} \quad (1.5)$$

При обробці числових масивів даних дискретні вейвлети використовуються, як правило, в парі з пов'язаними з ними дискретними скейлінг функціями. Скейлінг функції мають з вейвлетами загальну область визначення і певне співвідношення між значеннями, але перший момент скейлінг функцій на області визначення дорівнює 1.

Якщо вейвети розглядати, як аналоги смугових фільтрів сигналу, в основному, високочастотних при виділенні локальних особливостей в сигналі, то скейлінг функції вейвлетів є аналогами низькочастотних фільтрів, якими з сигналу виділяються в окремий масив складові, які не пройшли вейвлетну фільтрацію. Так, наприклад, породжуюча скейлінг функція вейвлета Хаара задається наступним виразом:

$$\varphi(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < 1 \\ 0, & t < 0, t > 1 \end{cases} \quad (1.6)$$

Вейвети Хаара добре локалізовані в просторі, але не дуже добре локалізовані в частотній області, оскільки меандр має широкий спектр частот [45].

Перетворення Хаара в загальному вигляді для одновимірного сигналу виглядає наступним чином [46]. Нехай є одновимірний дискретний сигнал $y(x)$. Кожній парі елементів з індексами $j, 2k$ і $j, 2k + 1$ ставиться у відповідність два значення:

$$s_{j,k} = \frac{y_{j,2k} + y_{j,2k+1}}{2}, \quad d_{j,k} = \frac{y_{j,2k} - y_{j,2k+1}}{2}, \quad (1.7)$$

де s_j і d_j – вейвлет коефіцієнти для сигналу $y(x)$ [42].

Відповідно до положень кратномасштабного аналізу, дискретна функція $y(x)$, $x = \overline{0, K-1}$ завдяки набору з N фільтрів розкладається на низькочастотну складову (функцію апроксимації) та $N-1$ високочастотну складову (функції деталізації чи флуктуації) [17, 39].

Процес згладжування здійснюється залежно від рівня розкладання j , $j = \overline{j_{\max}, 0}$. На кожному наступному рівні функція апроксимації розкладається на низькочастотну та $(N-1)$ високочастотні складові за допомогою того ж самого набору фільтрів, а її інтервал визначення зменшується у N разів.

Скейлінг-функція є імпульсною характеристикою низькочастотного фільтра $\varphi(x)$, а кінцеві імпульсні характеристики високочастотних

фільтрів $\psi^{(i)}(x)$, $i = \overline{1, N-1}$ розглядаються як материнські вейвлети. Результатом застосування скейлінг-функції є коефіцієнти усереднення $s_{j,k}$, а для материнських вейвлетів – деталізації $d_{j,k}^{(i)}$, $i = \overline{1, N-1}$, $k = \overline{0, N^j - 1}$.

Від рівня розкладання j залежить значення інтервалу k . Для $j=j_{\max}$ кожний інтервал k має один дискретний відлік функції-оригіналу $y(x)$ (рис. 1.6). При зменшенні j збільшується кількість дискретних значень, що об'єднані в одному інтервалі k . Залежно від цього, зменшується кількість самих інтервалів розкладання. На останньому рівні $j=0$ існує лише один інтервал $k=0$, який об'єднує всі значення функції-оригіналу. На даному інтервалі виконується розрахунок середнього значення функції-оригіналу на всьому інтервалі $s_{0,0}$ і коефіцієнтів деталізації $d_{0,0}^{(i)}$, кількість яких визначається кількістю фільтрів, які використовуються під час аналізу.

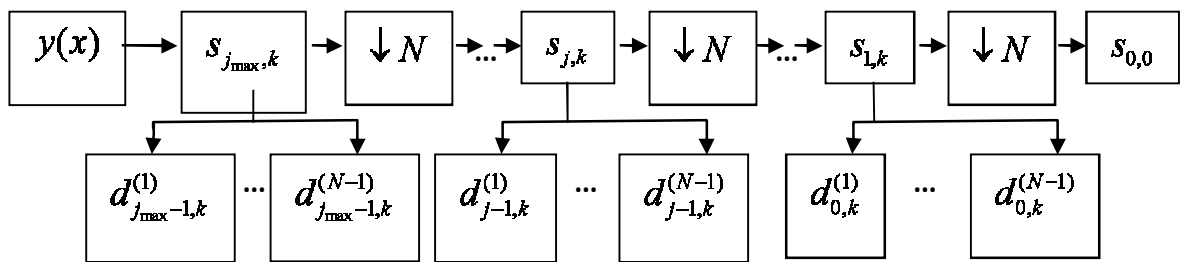


Рис.1.6. Схема кратномасштабного аналізу для N фільтрів

Коефіцієнти деталізації $d_{j,k}^{(i)}$ розраховуються починаючи з $(j_{\max}-1)$ -го рівня. Щоб отримати найменший масштаб j_{\max} розраховується лише коефіцієнт усереднення $s_{j_{\max},k}$:

$$s_{j_{\max},k} = \frac{x(k / N^{j_{\max}})}{N^{j_{\max}/2}}. \quad (1.8)$$

Функція-оригінал визначається як:

$$y(x) = \sum_{k=0}^{m^{j_{\max}}} s_{j_{\max},k} \varphi_{j_{\max},k}(x), \quad (1.9)$$

де $\varphi_{j_{\max},k}(x) = N^{j_{\max}/2} \varphi(N^{j_{\max}}x - k)$ - масштабована та зсунута скейлінг-функція.

Щоб базис вейвлет-перетворення задовільняв умовам кратномасштабного аналізу [17], потрібне виконання таких умов:

1) щоб функції $\psi^{(i)}$ мали властивість локальності, тобто їх область визначення була обмеженою;

2) щоб функції $\psi^{(i)}$ були знакозмінними, тобто $\sum_{x=0}^{m-1} \psi^{(i)}(x) = 0$;

3) задоволення умов ортогональності для скейлінг-функції та материнських вейвлетів.

Таким умовам задовольняють функції ортогональних перетворень Хартлі, Уолша, ОБ- та СКІ-перетворення, на яких формується базисна функція вейвлет-перетворення.

Базисна функція під номером 0 для кожного перетворення складається з N одиниць і прийнята як скейлінг-функція, а інші $N-1$ базисних функцій - за материнські вейвлети.

Вейвлет-аналіз функцій-оригіналів, при використанні N фільтрів, допомагає отримати в результаті N груп коефіцієнтів $s_{j,k}, d_{j,k}^{(1)}, \dots, d_{j,k}^{(N-1)}$.
Формули прямого вейвлет-перетворення для випадку N фільтрів виглядають наступним чином [40]:

$$\begin{aligned} s_{j-1,k} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \varphi(x) \cdot S_j; \\ d_{j-1,k}^{(1)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \psi^{(1)}(x) \cdot S_j; \\ &\dots\dots\dots \\ d_{j-1,k}^{(N-1)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \psi^{(m-1)}(x) \cdot S_j. \end{aligned} \quad , \quad (1.15)$$

де $\varphi(x)$ та $\psi^{(i)}(x)$, $i = \overline{1, N-1}$ - нульова та i -та базисні функції перетворення відповідно; S_j – вектор-колонка коефіцієнтів розкладання (середніх значень функції-оригіналу) на j -му рівні розкладання:

$$S_j = \begin{bmatrix} S_{j,Nk} \\ S_{j,Nk+1} \\ \dots \\ S_{j,Nk+(N-1)} \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

Використання m окремих фільтрів дозволяє отримати більший обсяг інформації про певні флуктуації функцій-оригіналів.

Плюсами СКІ-перетворення є можливість оперування з дійсними числами; симетричність базисних функцій; мала кількість синусоїдних и косинусоїдних функцій, що приймають участь у перетворенні [19].

Особливістю перетворення в орієнтованому базисі на інтервалі $N = 3^n$ є ряд цілочисельних операцій та наявність $1/3$ нульових елементів у базисній матриці функцій ОБ-перетворення, яке зменшує об'єм обчислень та дозволяє використовувати цілі значення у процесорах при реалізації алгоритмів керування [21].

В табл. 1.3 зведені скейлінг-функції та материнські вейвлети для декількох дискретних перетворень, які використовуються при побудові вейвлет перетворень.

Таблиця 1.3

Базисні функції вейлет перетворення

Базисна функція ($N=3^1$)	СКІ перетворення	Пряме ОБ перетворення (ОБ-1)	Зворотне ОБ-перетворення (ОБ-2)
Скейлінг-функція	$\varphi(x) = \{1; 1; 1\}$	$\varphi_d(x) = \{1; 1; 1\}$	$\varphi_r(x) = \{1; 1; 1\}$
Материнські вейвлети	$\psi^{(1)}(x) = \{1; 0,366; -1,366\}$	$\psi_d^{(1)}(x) = \{1; -2; 1\};$	$\psi_r^{(1)}(t) = \{1; -1; 0\}$
	$\psi^{(2)}(x) = \{1; -1,366; 0,366\}$	$\psi_d^{(2)}(x) = \{1; 1; -2\}$	$\psi_r^{(2)}(t) = \{1; 0; -1\}$

Вибір базисних функцій вейвлет перетворення – їх кількості та інтервалу їх визначення, буде в значній мірі впливати на вигляд спектру, отриманого при перетворенні, та на подальший процес класифікації. Тому це питання потребує подальшого дослідження.

Висновки до розділу 1

Задача передбачення виникнення поступових відмов в напівпровідникових перетворювачах внаслідок зміни параметрів їх елементів або виникнення раптових відмов є актуальною задачею.

Перехід в спектральну область дозволить зменшити кількість досліджуваних діагностичних показників і максимально працювати в режимі реального часу.

Потребує подальшого дослідження питання вибору базису вейвлет перетворення, глибини виконання розкладання та вибору множини спектральних коефіцієнтів, за якими в подальшому буде виконуватись ідентифікація поточного стану перетворювача.

РОЗДІЛ 2. КЛАСИФІКАЦІЯ СТАНІВ ЗА СПЕКТРАЛЬНИМИ КОЕФІЦІЄНТАМИ

2.1. Форми представлення вейвлет-спектрів

Вейвлет-спектри часових діаграм струмів та напруг напівпровідникових перетворювачів є основою розбиття на класи множини наявних діагностичних даних та використання отриманого розбиття для ідентифікації поточного стану об'єкту. Ідентифікація виконується із застосуванням понять номінальних ознак та бінарних відносин. Попередньо кожному стану присвоюється деякий порядковий номер $z=(1...L)$, а поточному стану, який необхідно ідентифікувати - номер $(L+1)$.

Алгоритм ідентифікації поточного стану при відомих класах наведений на рис.2.1. Одним з етапів класифікації/ідентифікації є вибір форми представлення спектру, тобто множини спектральних коефіцієнтів, за якими буде визначатись приналежність поточного стану до одного з відомих класів.

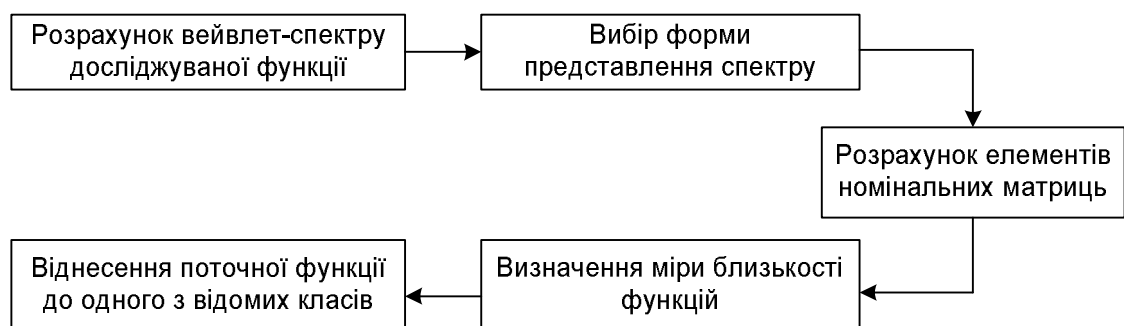


Рис. 2.1. Алгоритм ідентифікації поточного стану перетворювача

Спектри можуть бути сформовані в один з наступних способів (формати спектрів наведено для деякого стану z):

1) лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=N^n=3^2$):

$$\begin{bmatrix} s_{2,0}^z & s_{2,1}^z & s_{2,2}^z & s_{2,3}^z & s_{2,4}^z & s_{2,5}^z & s_{2,6}^z & s_{2,7}^z & s_{2,8}^z \\ s_{1,0}^z & s_{1,1}^z & s_{1,2}^z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ s_{0,0}^z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.1)$$

2) за всіма спектральними коефіцієнтами, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=N^n=3^2$):

$$\begin{bmatrix} s_{2,0}^z & s_{2,1}^z & s_{2,2}^z & s_{2,3}^z & s_{2,4}^z & s_{2,5}^z & s_{2,6}^z & s_{2,7}^z & s_{2,8}^z \\ s_{1,0}^z & s_{1,1}^z & s_{1,2}^z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{1,0}^{(1)z} & d_{1,1}^{(1)z} & d_{1,2}^{(1)z} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{1,0}^{(2)z} & d_{1,1}^{(2)z} & d_{1,2}^{(2)z} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ s_{0,0}^z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{0,0}^{(1)z} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{0,0}^{(2)z} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.2)$$

3) за коефіцієнтами усереднення та деталізації, визначеними на одному рівні розкладання (наприклад, на рівні $j=1$ або $j=0$ для випадку $K=N^n=3^2$):

$$\begin{bmatrix} s_{1,0}^z & s_{1,1}^z & s_{1,2}^z \\ d_{1,0}^{(1)z} & d_{1,1}^{(1)z} & d_{1,2}^{(1)z} \\ d_{1,0}^{(2)z} & d_{1,1}^{(2)z} & d_{1,2}^{(2)z} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} s_{0,0}^z \\ d_{0,0}^{(1)z} \\ d_{0,0}^{(2)z} \end{bmatrix}; \quad (2.3)$$

4) за коефіцієнтами деталізації, отриманими при застосуванні одного фільтра (для випадку $K=N^n=3^2$):

$$\begin{bmatrix} d_{1,0}^{(1)z} & d_{1,1}^{(1)z} & d_{1,2}^{(1)z} \\ d_{0,0}^{(1)z} & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ або } \begin{bmatrix} d_{1,0}^{(2)z} & d_{1,1}^{(2)z} & d_{1,2}^{(2)z} \\ d_{0,0}^{(2)z} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.4)$$

5) за спектром, що містить 1 коефіцієнт усереднення та всі коефіцієнти деталізації (для випадку $K=N^n=3^2$):

$$\begin{bmatrix} s_{0,0}^z & d_{0,0}^{(1)z} & d_{0,0}^{(2)z} & d_{1,0}^{(1)z} & d_{1,1}^{(1)z} & d_{1,2}^{(1)z} & d_{1,0}^{(2)z} & d_{1,1}^{(2)z} & d_{1,2}^{(2)z} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Залежно від способу представлення вейвлет-спектру буде змінюватись складність подальшого процесу ідентифікації поточного стану об'єкту діагностування.

2.2. Формування класифікаційних матриць

Класифікація станів та їх ідентифікація здійснюється з використанням номінальних матриць, значення елементів яких є рівним 1 або 0.

Матриці номінальних ознак (або номінальні матриці) формуються шляхом почергового порівняння спектральних коефіцієнтів, що відповідають різним станам перетворювача z .

Елементи номінальних матриць розраховуються наступним чином (приклад наведено для класифікації виключно за коефіцієнтами усереднення, для інших форматів спектрів процедура буде аналогічною):

$$p_{il}^{jk} = \begin{cases} 1, s_{j,k}^i = s_{j,k}^l \\ 0, s_{j,k}^i \neq s_{j,k}^l \end{cases}, \quad (2.6)$$

а сама номінальна матриця має вигляд:

$$\mathbf{P}_{jk} = \begin{bmatrix} p_{11}^{jk} & p_{12}^{jk} & \cdots & p_{1(L+1)}^{jk} \\ p_{21}^{jk} & p_{22}^{jk} & \cdots & p_{2(L+1)}^{jk} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{(L+1)1}^{jk} & p_{(L+1)2}^{jk} & \cdots & p_{(L+1)(L+1)}^{jk} \end{bmatrix} = \left[p_{il}^{jk} \right]_{i,l=1,\overline{(L+1)}}^{j=\text{const}, k=0,\overline{(N^j-1)}}. \quad (2.7)$$

Як видно зі спектру (2.1), для значення $j=0$ буде розраховуватися одна номінальна матриця \mathbf{P}_{00} , для $j=1$ – три матриці \mathbf{P}_{10} , \mathbf{P}_{11} , \mathbf{P}_{12} , а для $j=2$ – дев'ять номінальних матриць \mathbf{P}_{2k} , де $k = \overline{0, (K-1)}$. При цьому, спектральні коефіцієнти будуть попарно порівнюватись для всіх $(L+1)$ станів.

Аналіз показав, що при збільшенні значення інтервалу розгляду на 1 кількість номінальних матриць зростає в N разів.

Міри близькості станів перетворювача для фіксованого рівня розкладання визначаються шляхом підсумовування номінальних матриць $\mathbf{P}_{j,k}$ (2.7), отриманих для різних значень j :

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{P}_{00}, \mathbf{A}_1 = [\mathbf{P}_{10} + \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}], \mathbf{A}_2 = [\mathbf{P}_{20} + \mathbf{P}_{21} + \dots + \mathbf{P}_{28}],$$

або в загальному вигляді:

$$\mathbf{A}_j = \begin{bmatrix} a_{11}^j & a_{12}^j & \dots & a_{1(L+1)}^j \\ a_{21}^j & a_{22}^j & \dots & a_{2(L+1)}^j \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{(L+1)1}^j & a_{(L+1)2}^j & \dots & a_{(L+1)(L+1)}^j \end{bmatrix} = \left[a_{iz}^j \right] \Big|_{i,z=\overline{1,L+1}}, \quad (2.8)$$

де елементи матриці визначають міру зв'язку між станами i та z :

$$a_{iz}^j = \sum_{k=0}^{m^j-1} p_{iz}^{jk}.$$

Узагальнена матриця зв'язку \mathbf{A}_Σ для випадку класифікації на базі вейвлет-спектрів, розраховується як:

$$\mathbf{A}_\Sigma = [\mathbf{A}_0 + \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2],$$

$$\mathbf{A}_\Sigma = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1L+1} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2L+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{(L+1)1} & a_{(L+1)2} & \dots & a_{(L+1)(L+1)} \end{bmatrix} = \left[a_{iz} \right] \Big|_{i,z=\overline{1,L+1}}, \quad (2.9)$$

елементи якої a_{iz} визначаються як сума відповідних елементів матриць \mathbf{A}_j :

$$a_{iz} = \sum_{j=0}^n a_{iz}^j.$$

Якщо класифікація виконується за кожним типом коефіцієнтів розкладання, існує можливість проведення „грубої” класифікації на базі коефіцієнтів усереднення $s_{j,k}$, та подальшого уточнення отриманих результатів з використанням коефіцієнтів деталізації $d_{j,k}$.

Якщо кількість дискретних значень досліджуваних функцій $K=N^n$, то кількість рівнів розкладання $j=(0...n) = n+1$, причому на кожному рівні буде $k=(0... N^j -1)$ масштабів, та N спектральних коефіцієнтів: 1 коефіцієнт усереднення та $(N-1)$ коефіцієнт деталізації.

Окремо по кожному рівню розкладання буде формуватись N^j коефіцієнтів розкладання. Загалом буде $n * N^{j+1}$ спектральних коефіцієнтів, якщо спектр буде представлений у формі (2.2).

Якщо розглядати матриці типу (2.3), (2.4) для кожного рівня розкладання окремо, то кількість матриць номінальних ознак для кожного рівня буде рівною N^{j+1} . Виходячи з цього, чим більшим буде N , тим більше коефіцієнтів буде розглядатись як на окремому рівні розкладання, так і в цілому. З іншого боку, збільшення j теж призводить до збільшення кількості коефіцієнтів.

Таким чином, необхідно дослідити різні дискретні функції з метою визначення оптимальних значень N та j з позиції мінімізації обчислювальних та часових затрат та максимізації точності ідентифікації.

2.3. Класифікація дискретних функцій за вейвлет спектрами

Для дослідження впливу формату представлення спектру на точність визначення міри близькості між функціями, розглядається 4 дискретні функції, що наведені на рис. 2.2.

Числові значення функцій-оригіналів, наведених на рис. 2.2, наступні:

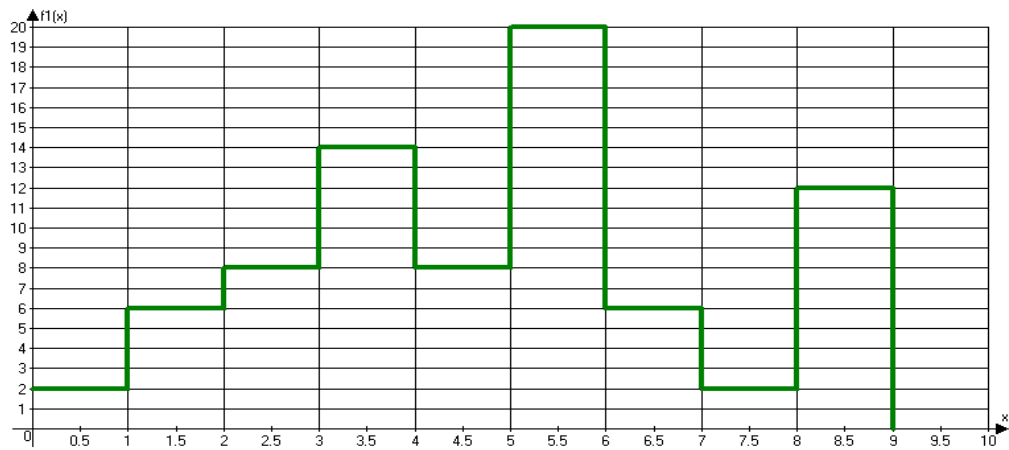
$$f1(x)=\{2, 6, 8, 14, 8, 20, 6, 2, 12\};$$

$$f2(x)=\{2, 6, 8, 8, 8, 8, 6, 2, 12\};$$

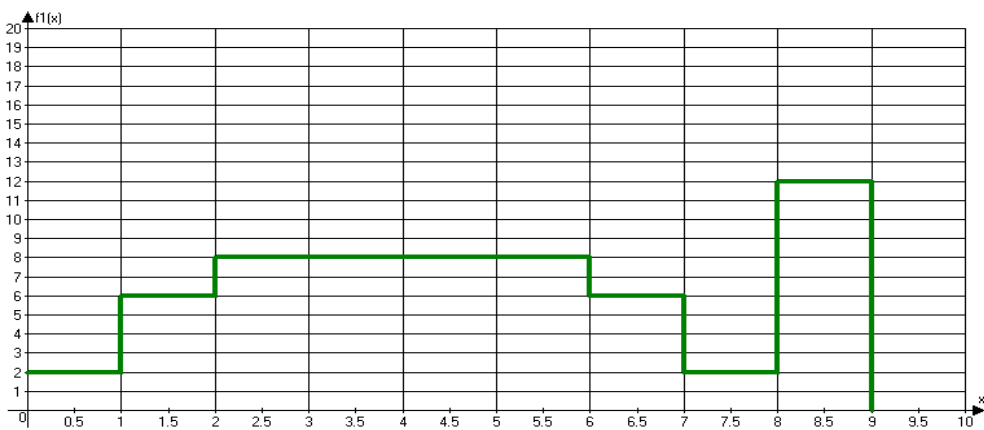
$$f3(x)=\{2, 6, 8, 6, 6, 6, 2, 2, 2\};$$

$$f4(x)=\{2, 6, 8, 12, 8, 16, 6, 2, 12\};$$

На першому етапі дослідження розраховуються вейвлет спектри з використанням базисних функцій різних спектральних перетворень: СКІ, ОБ-1, ОБ-2 (табл 1.3).



a)



б)

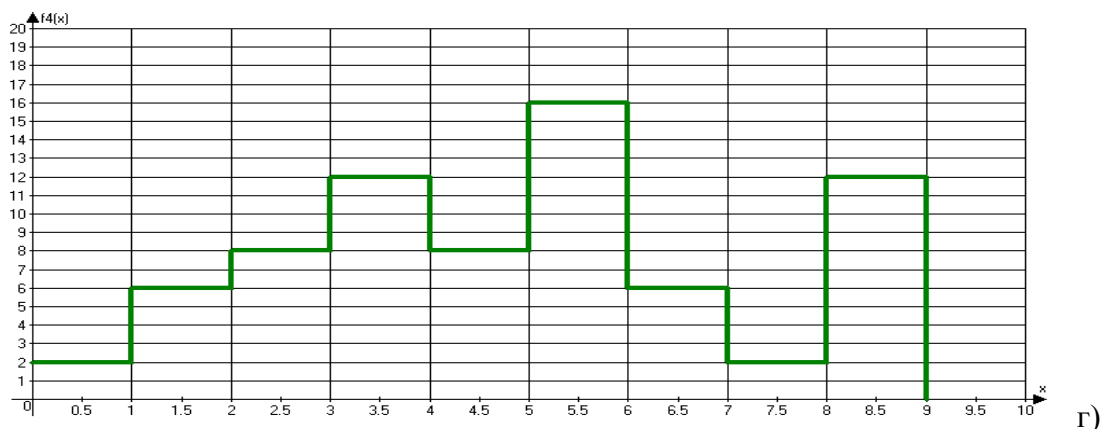
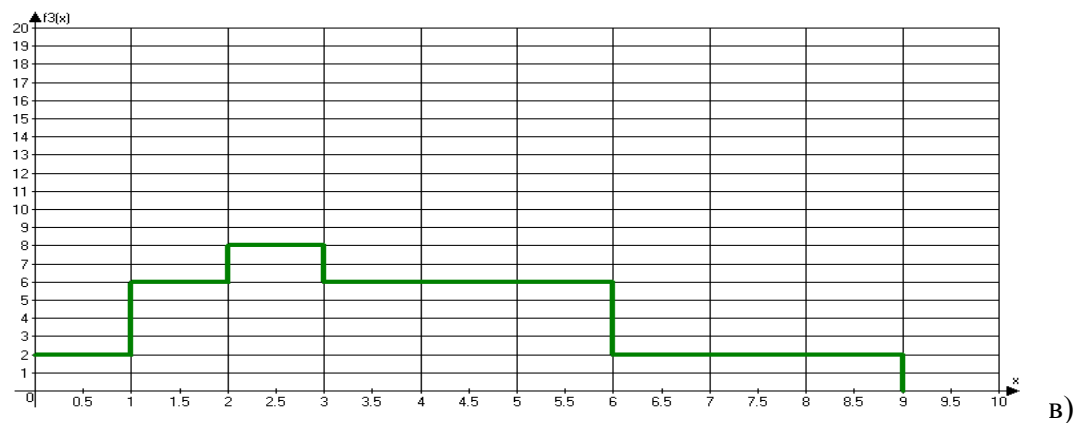


Рис. 2.2. Дискретні функції-оригінали

Для кожної функції $\hat{f}_i(x)$ отримуємо спектральні коефіцієнти на різних рівнях розкладання. Для випадку, коли функції-оригінали розглядаються на $K=9$ дискретних відліках, доцільно використовувати базисні функції з інтервалом визначення N , кратним K . Таким чином, для кожного з перетворень буде отримано наступні коефіцієнти:

$$S_{2,k} = \frac{\hat{f}_i(x)}{\sqrt{N^n}} = \frac{\hat{f}_i(x)}{\sqrt{9}}; \quad S_{1,0} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,0} + a_0 S_{2,1} + a_0 S_{2,2}];$$

$$S_{1,1} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,3} + a_0 S_{2,4} + a_0 S_{2,5}]; \quad S_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,6} + a_0 S_{2,7} + a_0 S_{2,8}];$$

$$d_{1,0}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,0} + a_1 S_{2,1} + a_2 S_{2,2}]; \quad d_{1,1}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,3} + a_1 S_{2,4} + a_2 S_{2,5}];$$

$$d_{1,2}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,6} + a_1 S_{2,7} + a_2 S_{2,8}]; \quad d_{1,0}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2,0} + a_1 S_{2,1} + a_2 S_{2,2}];$$

$$d_{1.1}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2.3} + a_1 S_{2.4} + a_2 S_{2.5}]; \quad d_{1.2}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{2.6} + a_1 S_{2.7} + a_2 S_{2.8}];$$

$$S_{0.0} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{1.0} + a_1 S_{1.1} + a_2 S_{1.2}]; \quad d_{0.0}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{1.0} + a_1 S_{1.1} + a_2 S_{1.2}];$$

$$d_{0.0}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{3}}[a_0 S_{1.0} + a_1 S_{1.1} + a_2 S_{1.2}].$$

Вейвлет спектри представлені в форматі:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} S_{1.0} \\ S_{1.1} \\ S_{1.2} \\ d_{1.0}^{(1)} \\ d_{1.1}^{(1)} \\ d_{1.2}^{(1)} \\ d_{1.0}^{(2)} \\ d_{1.1}^{(2)} \\ d_{1.2}^{(2)} \end{bmatrix}$$

Для випадку застосування як вейвлетів базисних функцій СКІ-перетворення, отримано наведені нижче вейвлет-спектри \mathbf{Y}_z ($z = \overline{1,4}$)

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} 9.238 \\ 24.249 \\ 11.547 \\ -3.887 \\ -6 \\ -5.557 \\ -1.887 \\ 6 \\ 4.423 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_2 = \begin{bmatrix} 9.238 \\ 13.856 \\ 11.547 \\ -3.887 \\ 0 \\ -5.557 \\ -1.887 \\ 0 \\ 4.423 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_3 = \begin{bmatrix} 9.238 \\ 10.392 \\ 3.464 \\ -3.887 \\ 0 \\ 0 \\ -1.887 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_4 = \begin{bmatrix} 9.238 \\ 20.785 \\ 11.547 \\ -3.887 \\ -4 \\ -5.577 \\ -1.887 \\ 4 \\ 4.423 \end{bmatrix}.$$

Для формування номінальних матриць можна розбити весь діапазон значень спектральних коефіцієнтів на множину піддіапазонів (табл.2.1), сформувати модифіковані матриці вейвлет коефіцієнтів \mathbf{Y}_z^* , в яких

значення спектральних коефіцієнтів замінені номерами відповідних діапазонів

Таблиця 2.1
Розбиття значень вейвлет-коефіцієнтів на піддіапазони

Значення коефіцієнтів	-12 ...	-10 ...	-8 ...	-6 ...	-4 ...	-2 ...	0 ...	2 ...	4 ...	6 ...
Номер піддіапазону	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення коефіцієнтів	8...	10...	12...	14...	16...	18...	20...	22...	24...	26...
Номер піддіапазону	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19

$$\mathbf{Y}_1^* = \begin{bmatrix} 10 \\ 18 \\ 11 \\ 4 \\ 3 \\ 3 \\ 5 \\ 9 \\ 8 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_2^* = \begin{bmatrix} 10 \\ 12 \\ 11 \\ 4 \\ 6 \\ 3 \\ 5 \\ 6 \\ 8 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_3^* = \begin{bmatrix} 10 \\ 11 \\ 7 \\ 4 \\ 6 \\ 6 \\ 5 \\ 6 \\ 6 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_4^* = \begin{bmatrix} 10 \\ 16 \\ 11 \\ 4 \\ 4 \\ 3 \\ 5 \\ 8 \\ 8 \end{bmatrix}.$$

Класифікаційна таблиця (табл.2.2), формується на базі матриць \mathbf{Y}_z^* .

Таблиця 2.2

Класифікаційна таблиця

Рівень розкладання	Вейвлет-коефіцієнти	Номер функції-оригіналу, L			
		1	2	3	4
$j=0$	$s_{0,0}$	19	16	12	18
	$d_{0,0}^{(1)}$	1	4	8	6
	$d_{0,0}^{(2)}$	5	5	4	1

$j=1$	$S_{1,0}$	10	10	10	10
	$S_{1,1}$	18	12	11	16
	$S_{1,2}$	11	11	7	11
	$d_{1,0}^{(1)}$	4	4	4	4
	$d_{1,1}^{(1)}$	3	6	6	4
	$d_{1,2}^{(1)}$	3	3	6	3
	$d_{1,0}^{(2)}$	5	5	5	5
	$d_{1,1}^{(2)}$	9	6	6	8
	$d_{1,2}^{(2)}$	8	8	6	8

Далі, наведений алгоритм розрахунку спектру завдяки СКІ-перетворенню, першим методом з розбиттям на піддіапазони: лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$).

Спрощені номінальні матриці для функцій оригіналів

$$P_{s_{0,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{s_{1,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,2}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,2}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,2}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Елементи матриць зв'язку для всіх рівнів розкладання визначаються як сума відповідних елементів номінальних матриць $\mathbf{P}_{j,k}^{s(d)}$:

$$\mathbf{A}_{0,0} = \left[\mathbf{P}_{0,0}^s + \mathbf{P}_{0,0d^{(1)}}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{0,0d^{(2)}}^{d^{(2)}} \right] = \begin{bmatrix} 3 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{1,k} = \left[\mathbf{P}_{s_{1,0}} + \mathbf{P}_{s_{1,1}} + \mathbf{P}_{s_{1,2}} + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,2}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(2)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(2)}} + \mathbf{P}_{1,2d^{(2)}}^{d^{(2)}} \right] = \begin{bmatrix} 9 & 6 & 3 & 6 \\ 6 & 9 & 5 & 6 \\ 3 & 5 & 9 & 3 \\ 6 & 6 & 3 & 9 \end{bmatrix}.$$

Елементи сумарної матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ розраховуються наступним чином:

$$\mathbf{A}_\Sigma = \frac{1}{9} [\mathbf{A}_{0,0} + \mathbf{A}_{1,k}] = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 12 & 7 & 3 & 6 \\ 7 & 12 & 5 & 6 \\ 3 & 5 & 12 & 3 \\ 6 & 6 & 3 & 12 \end{bmatrix} = [3.111 \quad 3.334 \quad 2.555 \quad 3].$$

Алгоритм розрахунку спектру завдяки СКІ-перетворенню, першим методом за середнім арифметичним значенням: лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$):

Таблиця 2.3.

Класифікаційна таблиця

Рівень розкладання	Вейвлет-коефіцієнти	Номер функції-оригіналу, L			
		1	2	3	4
$j=0$	$s_{0,0}$	26	20	13	24
	$d_{0,0}^{(1)}$	-9	-3	5	1
	$d_{0,0}^{(2)}$	-1	-1	-2	-9
$j=1$	$S_{1,0}$	9	9	9	9
	$S_{1,1}$	24	14	10	21
	$S_{1,2}$	12	12	3	12
	$d_{1,0}^{(1)}$	-4	-4	-4	-4
	$d_{1,1}^{(1)}$	-6	0	0	-4
	$d_{1,2}^{(1)}$	-6	-6	0	-6
	$d_{1,0}^{(2)}$	-2	-2	-2	-2
	$d_{1,1}^{(2)}$	6	0	0	4
	$d_{1,2}^{(2)}$	4	4	0	4

Спрощені номінальні матриці для функцій оригіналів

$$P_{s_{0,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{s_{1,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,2}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,2}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,2}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Елементи матриць зв'язку для всіх рівнів розкладання визначаються як сума відповідних елементів номінальних матриць $\mathbf{P}_{j,k}^{s(d)}$:

$$\mathbf{A}_{0,0} = \left[\mathbf{P}_{0,0}^s + \mathbf{P}_{0,0d^{(1)}}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{0,0d^{(2)}}^{d^{(2)}} \right] = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{1,k} = \left[\mathbf{P}_{s_{1,0}} + \mathbf{P}_{s_{1,1}} + \mathbf{P}_{s_{1,2}} + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,2}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(2)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(2)}} + \mathbf{P}_{1,2d^{(2)}}^{d^{(2)}} \right] = \begin{bmatrix} 9 & 6 & 3 & 6 \\ 6 & 9 & 5 & 6 \\ 3 & 5 & 9 & 3 \\ 6 & 6 & 3 & 9 \end{bmatrix}.$$

Елементи сумарної матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ розраховуються наступним чином:

$$\mathbf{A}_{\Sigma} = \frac{1}{9} [\mathbf{A}_{0,0} + \mathbf{A}_{1,k}] = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} 12 & 6 & 3 & 6 \\ 6 & 12 & 5 & 6 \\ 3 & 5 & 12 & 3 \\ 6 & 6 & 3 & 12 \end{bmatrix} = [3 \quad 3.222 \quad 2.555 \quad 3].$$

Порівнюючи отримані результати, для першого методу, де розглядаються лише коефіцієнти усереднення, отримані при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$), можна зробити висновок, що більш точним є даний метод з використанням ділення на піддіапазони. Але для отримання більш точної картини, розраховано СКІ, ОБ-1, ОБ-2 за іншими чотирма методами, де використовувалося (табл. 2.4.):

- представлення спектрів з розбиттям на піддіапазони;
- представлення спектрів за усередненим арифметичним значенням.

Таблиця 2.4.

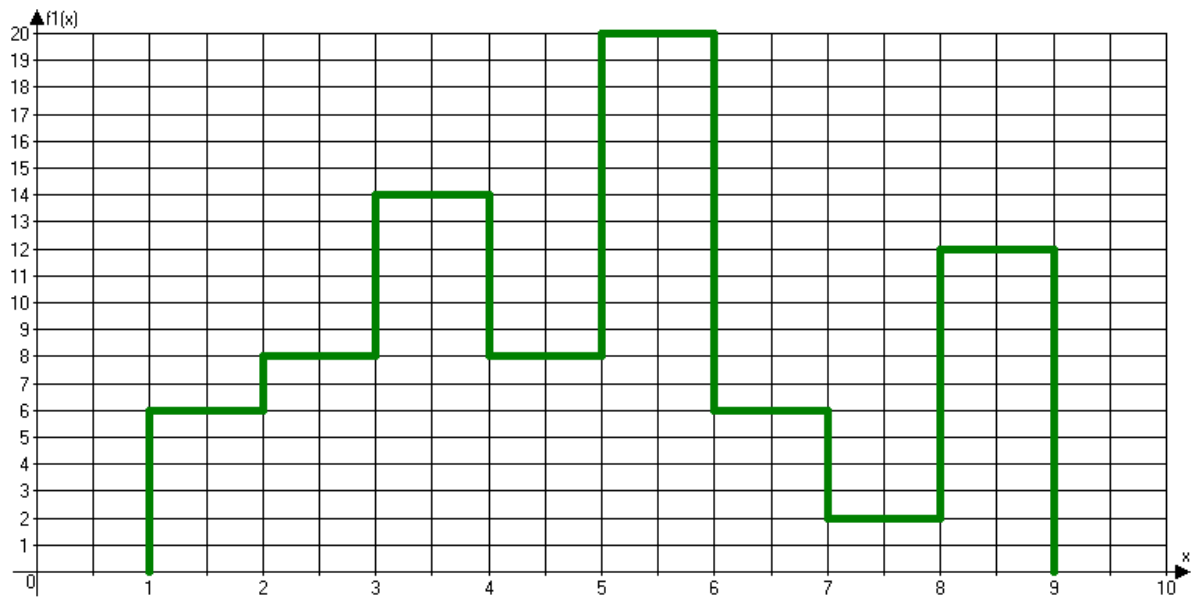
Таблиця результатів сумарної матриці за СКІ, ОБ-1, ОБ-2

	СКІ	ОБ-1	ОБ-2
Метод 1. З розбиттям на піддіапазони	[3.111 3.334 2.555 3]	[3.222 3.333 2.555 2.666]	[3 2.888 2.444 3]
Метод 1. За середнім арифметичним значенням	[3 3.222 2.555 3]	[2.999 3.222 2.222 2.888]	[3 2.888 2.444 3]
Метод 2. З розбиттям на піддіапазони	[6.333 6.666 5.444 6.222]	[6.555 6.666 5.444 5.999]	[6.222 6.222 5.333 6.222]
Метод 2. За середнім арифметичним значенням	[6.111 6.555 5.444 6.111]	[5.999 6.555 4.888 6.111]	[5.999 5.888 4.777 5.999]
Метод 3. З розбиттям на піддіапазони	[0.444 0.444 0.333 0.333]	[0.444 0.444 0.333 0.333]	[0.444 0.444 0.444 0.444]
Метод 3. За середнім арифметичним значенням	[0.333 0.333 0.333 0.333]	[0.444 0.444 0.333 0.333]	[0.444 0.333 0.333 0.444]

Метод 4. З розбиттям на піддіапазони	[0.999 1.111 0.888 0.999]	[1.111 1.111 0.888 1.111]	[1.111 0.999 0.777 1.111]
Метод 4. За середнім арифметичним значенням	[0.999 1.111 0.888 0.999]	[0.999 1.111 0.888 0.999]	[1.111 1.111 0.888 1.111]
Метод 5. З розбиттям на піддіапазони	[3.111 3.333 2.555 3]	[3.222 3.333 2.555 2.666]	[3 2.888 2.444 3]
Метод 5. За середнім арифметичним значенням	[3 3.222 2.555 3]	[2.999 3.222 2.222 2.888]	[3 2.888 2.444 3]

Для випадку використання Хаара потрібно виконати інше розбиття функції на дискретні відліки таким чином, щоб K було кратним 2.

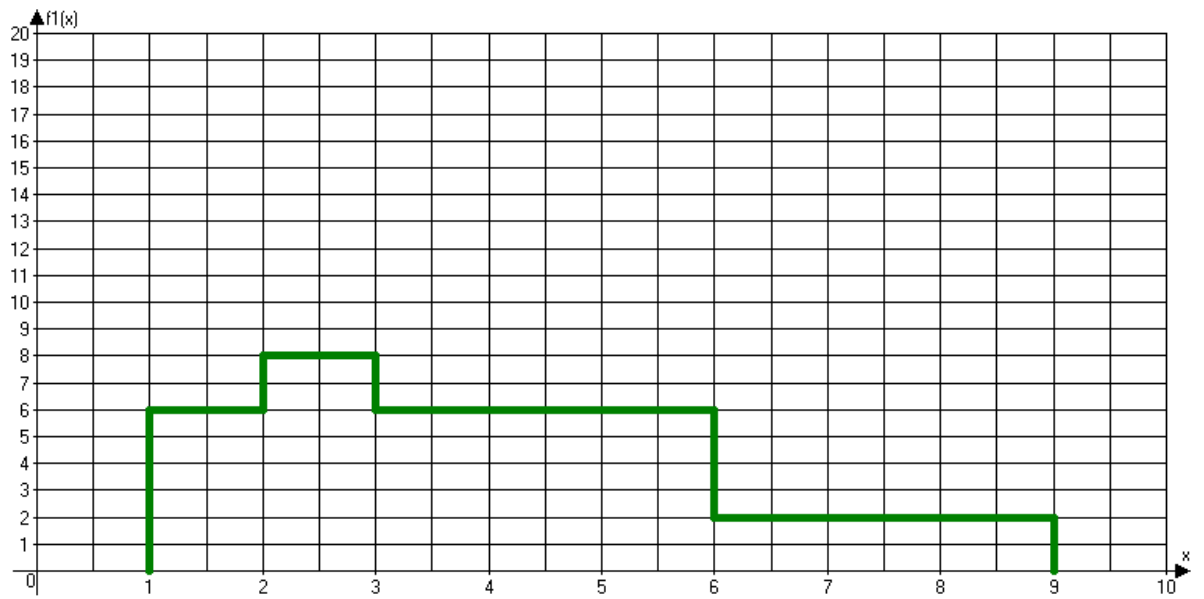
Функції-оригінали $f1(x)$, $f2(x)$, $f3(x)$, $f4(x)$, мають по 8 відліків, на відміну від СКІ, прямого та зворотного ОБ-перетворення: для $k = 2^3$, $m = 2$, $n = 3$ ($k = m^n$); .



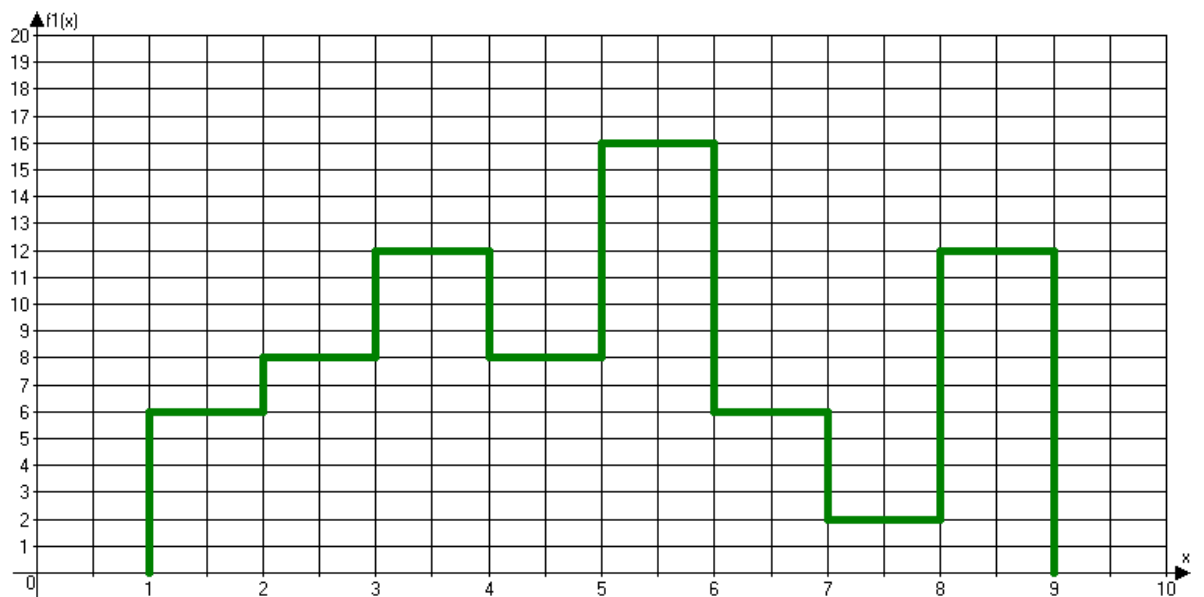
а)



б)



В)



Г)

Рис. 2.3. Дискретні функції-оригінали

Числові значення функцій-оригіналів, наведених на рис. 2.3, наступні:

$$f1(x) = \{6, 8, 14, 8, 20, 6, 2, 12\};$$

$$f2(x) = \{6, 8, 8, 8, 8, 6, 2, 12\};$$

$$f3(x) = \{6, 8, 6, 6, 6, 2, 2, 2\};$$

$$f4(x) = \{6, 8, 12, 8, 16, 6, 2, 12\};$$

Аналіз виконується з використанням вейвлетів для $m = 2 : 1$ фільтр НЧ – коефіцієнт апроксимації; 1 фільтр ВЧ – коефіцієнт деталізації.

$$S_{j-1,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \varphi^{(0)}(x) S_j;$$

$$d_{j-1,k}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \psi^{(1)}(x) S_j;$$

Рівні розкладання $j=0 \dots n=0 \dots 3$ – загалом 4.

- для $j=3$ знаходимо

$$S_{3,k} = \frac{\hat{f}(x)}{\sqrt{N^n}} = \frac{\hat{f}(x)}{\sqrt{2^3}} = \frac{1}{2.828} [x_{i,0} \quad x_{i,1} \quad x_{i,2} \quad x_{i,3} \quad x_{i,4} \quad x_{i,5} \quad x_{i,6} \quad x_{i,7}].$$

Зсувів немає, $k=0 \dots 7$ - це порядкові номери відліків.

- для $j=2$ знаходимо $S_{2,k}$, $d_{2,k}^{(1)}$.

Для кожної функції $\hat{f}(x)$ отримуємо:

$$S_{2,0} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,0} + a_1 S_{3,1}];$$

$$S_{2,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,2} + a_1 S_{3,3}];$$

$$S_{2,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,4} + a_1 S_{3,5}];$$

$$S_{2,3} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,6} + a_1 S_{3,7}];$$

$$d_{2,0}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,0} + a_1 S_{3,1}];$$

$$d_{2,1}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,2} + a_1 S_{3,3}];$$

$$d_{2,2}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_0 S_{3,4} + a_1 S_{3,5}];$$

$$d_{2.3}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{3.6} + a_1 S_{3.7}].$$

- для $j=1$ знаходимо $S_{1.0}$, $d_{1.0}^{(1)}$.

Для кожної функції $\hat{f}_i(x)$ отримуємо:

$$S_{1.0} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{2.0} + a_1 S_{2.1}];$$

$$S_{1.1} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{2.2} + a_1 S_{2.3}];$$

$$d_{1.0}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{2.0} + a_1 S_{2.1}];$$

$$d_{1.1}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{2.2} + a_1 S_{2.3}].$$

- для $j=0$ знаходимо $S_{0.0}$, $d_{0.0}^{(1)}$.

Для кожної функції $\hat{f}_i(x)$ отримуємо:

$$S_{0.0} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{1.0} + a_1 S_{1.1}];$$

$$d_{0.0}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}}[a_0 S_{1.0} + a_1 S_{1.1}].$$

Вейвлет спектри представлені у форматі:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} S_{1.0} \\ S_{1.1} \\ d_{1.0}^{(1)} \\ d_{1.1}^{(1)} \end{bmatrix}$$

Для випадку застосування як вейвлетів базисних функцій за перетворенням Хаара, отримано наведені нижче вейвлет-спектри \mathbf{Y}_z ($z = \overline{1,4}$) :

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} 6.363 \\ 7.071 \\ 1.414 \\ 2.121 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_2 = \begin{bmatrix} 5.303 \\ 4.95 \\ -0.354 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_3 = \begin{bmatrix} 4.596 \\ 2.121 \\ 0.354 \\ 0.707 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_4 = \begin{bmatrix} 6 \\ 6.364 \\ -1.061 \\ 1.414 \end{bmatrix}.$$

Розрахунок спектру завдяки перетворенню Хаара, першим методом з розбиттям на піддіапазони (табл. 2.5): лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$):

Таблиця 2.5

Розбиття значень вейвлет-коефіцієнтів на піддіапазони

Значення коефіцієнтів	-4...	-2...	0...	2...	4...	6...	8...	10...
Номер піддіапазону	0	1	2	3	4	5	6	7

Відповідні модифіковані матриці набудуть вигляду:

$$\mathbf{Y}_1^* = \begin{bmatrix} 5 \\ 5 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_2^* = \begin{bmatrix} 4 \\ 4 \\ 1 \\ 2 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_3^* = \begin{bmatrix} 4 \\ 3 \\ 2 \\ 2 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_4^* = \begin{bmatrix} 5 \\ 5 \\ 1 \\ 2 \end{bmatrix}.$$

Класифікаційна таблиця (табл. 2.6) , що формується на базі матриць \mathbf{Y}_z^* , виглядає наступним чином:

Таблиця 2.6

Класифікаційна таблиця

Рівень розкладання	Вейвлет- коефіцієнти	Номер функції-оригіналу, L			
		1	2	3	4
$j=0$	$s_{0,0}$	6	5	4	6
	$d_{0,0}^{(1)}$	1	2	2	1
$j=1$	$S_{1,0}$	5	4	4	5
	$S_{1,1}$	5	4	3	5
	$d_{1,0}^{(1)}$	2	1	2	1

	$d_{1,1}^{(1)}$	3	2	2	2
--	-----------------	---	---	---	---

Спрощені номінальні матриці для функцій оригіналів

$$P_{s_{0,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{s_{1,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix};$$

Елементи матриць зв'язку для всіх рівнів розкладання визначаються

як сума відповідних елементів номінальних матриць $\mathbf{P}_{j,k}^{s(d)}$:

$$\mathbf{A}_{0,0} = \left[\mathbf{P}_{0,0}^s + \mathbf{P}_{0,0d^{(1)}}^{d^{(1)}} \right] = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{1,k} = \left[\mathbf{P}_{s_{1,0}}^s + \mathbf{P}_{s_{1,1}}^s + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(1)}} \right] = \begin{bmatrix} 4 & 0 & 1 & 2 \\ 0 & 4 & 2 & 2 \\ 1 & 2 & 4 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 4 \end{bmatrix}.$$

Елементи сумарної матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ розраховуються наступним

чином:

$$\mathbf{A}_{\Sigma} = \frac{1}{8} [\mathbf{A}_{0,0} + \mathbf{A}_{1,k}] = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 6 & 0 & 1 & 4 \\ 0 & 6 & 3 & 2 \\ 1 & 3 & 6 & 1 \\ 4 & 2 & 1 & 6 \end{bmatrix} = [1.375 \quad 1.375 \quad 1.375 \quad 1.65].$$

Розрахунок спектру завдяки перетворенню Хаара, першим методом за середнім арифметичним значенням: лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$), наведено в табл. 2.7.

Таблиця 2.7

Класифікаційна таблиця

Рівень розкладання	Вейвлет-коефіцієнти	Номер функції-оригіналу, L			
		1	2	3	4
$j=0$	$s_{0,0}$	10	7	5	9
	$d_{0,0}^{(1)}$	0	0	2	0
$j=1$	$S_{1,0}$	6	5	5	6
	$S_{1,1}$	7	5	2	6
	$d_{1,0}^{(1)}$	1	0	0	-1
	$d_{1,1}^{(1)}$	2	0	1	1

Спрощені номінальні матриці для функцій оригіналів

$$P_{s_{0,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{0,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{s_{1,0}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{s_{1,1}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$P_{d_{1,0}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; P_{d_{1,1}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

Елементи матриць зв'язку для всіх рівнів розкладання визначаються як сума відповідних елементів номінальних матриць $\mathbf{P}_{j,k}^{s(d)}$:

$$\mathbf{A}_{0,0} = \left[\mathbf{P}_{0,0}^s + \mathbf{P}_{0,0d^{(1)}}^{d^{(1)}} \right] = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{1,k} = \left[\mathbf{P}_{s_{1,0}} + \mathbf{P}_{s_{1,1}} + \mathbf{P}_{1,0}^{d^{(1)}} + \mathbf{P}_{1,1}^{d^{(1)}} \right] = \begin{bmatrix} 4 & 3 & 3 & 4 \\ 3 & 4 & 4 & 3 \\ 3 & 4 & 4 & 3 \\ 4 & 3 & 3 & 4 \end{bmatrix}.$$

Елементи сумарної матриці зв'язку \mathbf{A}_{Σ} розраховуються наступним чином:

$$\mathbf{A}_{\Sigma} = \frac{1}{8} \left[\mathbf{A}_{0,0} + \mathbf{A}_{1,k} \right] = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 6 & 3 & 3 & 4 \\ 3 & 6 & 4 & 3 \\ 3 & 4 & 6 & 3 \\ 4 & 3 & 3 & 6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 2 \end{bmatrix}.$$

Загальна таблиця всіх сумарних матриць зображена в табл. 2.8.

Таблиця 2.8.

Таблиця результатів сумарної матриці за перетворенням Хаара

	Хаара
Метод 1. З розбиттям на піддіапазони	$[1.375 \quad 1.375 \quad 1.375 \quad 1.65]$
Метод 1. За середнім арифметичним значенням	$[2 \quad 2 \quad 2 \quad 2]$
Метод 2. З розбиттям на піддіапазони	$[3.125 \quad 3.125 \quad 3.125 \quad 3.375]$
Метод 2. За середнім арифметичним значенням	$[2.25 \quad 2.375 \quad 2 \quad 2.375]$
Метод 3. З розбиттям на піддіапазони	$[0.25 \quad 0.25 \quad 0.25 \quad 0.25]$
Метод 3. За середнім арифметичним значенням	$[0.5 \quad 0.5 \quad 0.25 \quad 0.5]$
Метод 4. З розбиттям на піддіапазони	$[0.625 \quad 0.875 \quad 1.125 \quad 0.875]$
Метод 4. За середнім арифметичним значенням	$[0.625 \quad 0.75 \quad 0.625 \quad 0.75]$
Метод 5. З розбиттям на піддіапазони	$[1.375 \quad 1.375 \quad 1.375 \quad 1.65]$
Метод 5. За середнім арифметичним значенням	$[2 \quad 2 \quad 2 \quad 2]$

Висновки до розділу 2

Вейлет спектри можуть бути представлені одним з п'яти різних способів.

Перевагою використання при класифікації вейвлет-перетворення є можливість обмежити процес класифікації розглядом лише одного типу спектральних коефіцієнтів або одного рівня розкладання.

Необхідно дослідити вплив формату представлення спектру на точність ідентифікації поточного стану перетворювача.

Якщо розглядати с позиції точності ідентифікації помилки, то метод 2 (за всіма спектральними коефіцієнтами, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$)), підходить найкраще, але з позиції обсяг/швидкість – метод 1: лише за коефіцієнтами усереднення, отриманими при застосуванні вейвлет-перетворення (для випадку $K=m^n=3^2$).

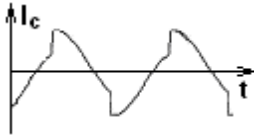
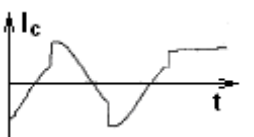
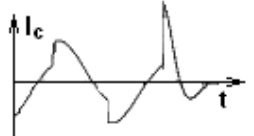
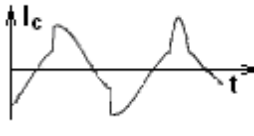
Вибір способу вейвлету, у даному діапазоні K , великої ролі не грає. Але дослідження показало, що при використанні перетворення Хаара, результат за середнім арифметичним значенням відрізняється від розбиття на піддіапазони, це говорить про те, що середнє арифметичне значення оптимізує алгоритм обчислення спектру. А враховуючи те, що обчислення за перетворенням Хаара більш простіші, ніж за СКІ, ОБ-1, ОБ-2, то можна дати наступну рекомендацію: перетворення Хаара при обчисленні першим методом за середнім арифметичним значенням являються найбільш точними та простими.

РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ СПЕКТРІВ У ПРОГРАМНОМУ ЗАБЕЗПЕЧЕННІ

Для створення програми було використано платформу JavaScript - динамічна, об'єктно-орієнтована прототипна мова програмування.

Виходячи з умов табл. 3.1. було написано алгоритм (див. Додаток А) рішення вейвлет спектрів різних форматів – виключно за коефіцієнтами усереднення, за коефіцієнтами деталізації, за комбінацією коефіцієнтів усереднення та деталізації на одному з рівнів розкладання.

Таблиця 3.1

Номер функції	Графік	Числові значення для K=8, N=2	K=9, N=3
f1(x)		0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,3;	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,2; 1,1; 0,9; 0,5
f2(x)		0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,8	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,3; 0,8; 0,8; 0,8
f3(x)		0; -0,5; -1; 0,5; 0; 1,8; 0; -0,3	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,4; 0,6; -0,3
f6(x)		0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,42; 0,8; 0,1	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,42; 1,2; 0,3

3.1. Моделювання за СКІ-перетворенням

Результати моделювання для СКІ-перетворення для п'яти різних способів класифікації наведені на рис. 3.1.

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☒ S₀
☒ S₁
☒ S₂
☒ S₃
☐ D⁽¹⁾₀
☐ D⁽²⁾₀
☐ D⁽¹⁾₁
☐ D⁽²⁾₁
☐ D⁽¹⁾₂
☐ D⁽²⁾₂

0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,2; 1,1; 0,9; 0,5	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,3; 0,8; 0,8; 0,8	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,4; 0,6; -0,3
0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,42; 1,2; 0,3		

[3 3.222 2.555 3]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

а) Метод 1

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☒ S₀
☒ S₁
☒ S₂
☒ S₃
☒ D⁽¹⁾₀
☒ D⁽²⁾₀
☒ D⁽¹⁾₁
☒ D⁽²⁾₁
☒ D⁽¹⁾₂
☒ D⁽²⁾₂

0; -0,4; -1,05; -0,8 -0,3; 0,2; 1,1; 0,9; 0,5	0; -0,4; -1,05; -0,8 -0,3; 0,3; 0,8; 0,8; 0,8	0; -0,4; -1,05; -0,8 -0,3; 0,1; 0,4; 0,6; -0,3
0; -0,4; -1,05; -0,8 -0,3; 0,1; 0,42; 1,2; 0,3		

[6.111 6.666 5.444 6.222]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

б) Метод 2

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☐ S₀
☐ S₁
☒ S₂
☐ S₃
☐ D⁽¹⁾₀
☐ D⁽²⁾₀
☐ D⁽¹⁾₁
☐ D⁽²⁾₁
☒ D⁽¹⁾₂
☒ D⁽²⁾₂

0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,2; 1,1; 0,9; 0,5	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,3; 0,8; 0,8; 0,8	0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,4; 0,6; -0,3
0; -0,4; -1,05; -0,8; -0,3; 0,1; 0,42; 1,2; 0,3		

[0.333 0.333 0.333 0.333]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

в) Метод 3

amount of functions 4 N = 3 K = 9 n = 2 Дослідити за допомогою: SKI K = Nⁿ

☐ S₀ ☒ S₁ ☐ S₂ ☐ S₃ ☐ D⁽¹⁾₀ ☐ D⁽²⁾₀ ☒ D⁽¹⁾₁ ☒ D⁽²⁾₁ ☐ D⁽¹⁾₂ ☐ D⁽²⁾₂

0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,2, 1,1, 0,9, 0,5	0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,3, 0,8, 0,8, 0,8	0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,1, 0,4, 0,6, -0,3
0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,1, 0,42, 1,2, 0,3		

[0.999 1.111 0.888 0.999]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функції що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

г) Метод 4

amount of functions 4 N = 3 K = 9 n = 2 Дослідити за допомогою: SKI K = Nⁿ

☒ S₀ ☒ S₁ ☒ S₂ ☒ S₃ ☐ D⁽¹⁾₀ ☐ D⁽²⁾₀ ☐ D⁽¹⁾₁ ☐ D⁽²⁾₁ ☐ D⁽¹⁾₂ ☐ D⁽²⁾₂

0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,2, 1,1, 0,9, 0,5	0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,3, 0,8, 0,8, 0,8	0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,1, 0,4, 0,6, -0,3
0, -0,4, -1,05, -0,8, -0,3, 0,1, 0,42, 1,2, 0,3		

[3 3.222 2.555 3]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функції що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

д) Метод 5

Рис. 3.1. Моделювання SKI-перетворення за середнім арифметичним значенням

3.2. Моделювання за Хаара

Результати програмного розрахунку за перетворенням Хаара (рис. 3.2):

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = N^n

☒ S_0
☒ S_1
☒ S_2
☒ S_3
☒ S_4
☐ $D^{(1)}_0$
☐ $D^{(1)}_1$
☐ $D^{(1)}_2$
☐ $D^{(1)}_3$

0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,3	0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,8	0; -0,5; -1; 0,5; 0; 1,8; 0; -0,3
0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,42; 0,8; 0,1		

[2 2 2 2]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функції що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 $D^{(1)}_i$ - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 $D^{(2)}_i$ - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

а) Метод 1

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = N^n

☒ S_0
☒ S_1
☒ S_2
☒ S_3
☒ S_4
☒ $D^{(1)}_0$
☒ $D^{(1)}_1$
☒ $D^{(1)}_2$
☒ $D^{(1)}_3$

0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,3	0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,4; 0,8; 0,8	0; -0,5; -1; 0,5; 0; 1,8; 0; -0,3
0; -0,5; -1; 0,5; 0; 0,42; 0,8; 0,1		

[2.25 2.375 2 2.375]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функції що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 $D^{(1)}_i$ - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 $D^{(2)}_i$ - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

б) Метод 2

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☐ S₀
☐ S₁
☒ S₂
☐ S₃
☐ S₄
☐ D⁽¹⁾₀
☐ D⁽¹⁾₁
☒ D⁽¹⁾₂
☐ D⁽¹⁾₃

0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,3	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,8	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 1,8, 0, -0,3
0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,42, 0,8, 0,1		

[0.5 0.5 0.25 0.5]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

в) Метод 3

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☐ S₀
☐ S₁
☐ S₂
☒ S₃
☐ S₄
☐ D⁽¹⁾₀
☐ D⁽¹⁾₁
☐ D⁽¹⁾₂
☒ D⁽¹⁾₃

0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,3	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,8	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 1,8, 0, -0,3
0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,42, 0,8, 0,1		

[0.625 0.75 0.625 0.75]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

г) Метод 4

amount of functions N = K = n = Дослідити за допомогою: K = Nⁿ

☒ S₀
☒ S₁
☒ S₂
☒ S₃
☒ S₄
☐ D⁽¹⁾₀
☐ D⁽¹⁾₁
☐ D⁽¹⁾₂
☐ D⁽¹⁾₃

0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,3	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,4, 0,8, 0,8	0, -0,5, -1, 0,5, 0, 1,8, 0, -0,3
0, -0,5, -1, 0,5, 0, 0,42, 0,8, 0,1		

[2 2 2 2]

N - кількість базисних функцій
 K - кількість дискретних відліків функцій що аналізується
 n - ступінь
 S_i - коефіцієнти усереднення при i-тому рівні розкладання
 D⁽¹⁾_i - коефіцієнти деталізації 1 виду при i-тому рівні розкладання
 D⁽²⁾_i - коефіцієнти деталізації 2 виду при i-тому рівні розкладання
 Ctrl+Shift+I - відкрити лістинг програми

д) Метод 5

У програмованому середовищі було розглянуто лише два методи вейвлет-перетворення, а саме СКІ та Хаара, оскільки, ОБ-1, ОБ-2 відрізняються від СКІ перетворення лише за скейлінг-функцією.

Висновок по розділу 3

На платформі програмування JavaScript було написано програму за наведеним у другому розділі алгоритмом. Результати моделювання співпадають з реальними результатами, отже, програма працює вірно. Розрахунки відбувалися за 5-ма різними способами класифікації вейвлет-спектрів при округленні за середнім арифметичним значенням.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП ПРОЕКТУ

Стартап, будучи формою малого ризикового підприємництва, за останні десятиліття, набув широкого розповсюдження у світі через спрощення бар'єрів входу в ринок (із появою інтернету як предмету комунікацій та збуту стало простіше знаходити споживачів та інвесторів, займатись пошуком ресурсів, перетинати кордони між ринками різних країн), і вважається однією із складових інноваційної економіки. Тому що, завдяки мобільності та великій кількості стартап-проектів загальна кількість інноваційних ідей збільшується.

Однак, процес створення та ринкового впровадження стартап-проектів відзначається підвищеною мірою ризику, успішними на ринку стає лише невелика частка, що за різними оцінками складає від 10% до 20%. Сама ідея стартап-проекту, окремо, майже нічого не коштує: головним завданням керівника проекту, на початковому етапі його існування, є перетворення ідеї проекту у працюючу бізнес-модель, що починається із формування послуги для визначеної групи клієнтів за наявних ринкових умов.

Розробка та введення стартап-проекту на ринок передбачає собою багато здійснених кроків, де визначають ринкові графік, перспективи проекту, принципи організації виробництва аналіз ризиків та

фінансовий аналіз і заходи з просування пропозиції для інвесторів. Отже, етапи розробки стартап-проекту можна так:

Етапи розробки стартап-проекту

1. Маркетинговий аналіз стартап-проекту:

- опис ідеї проекту та визначення загального напрямку використання потенційного товару чи послуги, їх відмінність від конкурентів;

- аналіз ринкових можливостей реалізації проекту;

- стратегія ринкового впровадження потенційного товару в межах проекту.

2. Організація стартап-проекту:

- план-графік реалізації стартап-проекту;

- основні засобах та нематеріальні активи;

- визначення планового обсягу виробництва потенційного товару, на основі чого відбувається формулювання потреби у матеріальних ресурсах та персоналі;

- розрахунок загальних початкові витрат на запуск проекту та планових загальногосподарських витрат, що необхідні для реалізації проекту.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту:

- обсяг інвестиційних витрат;

- розрахунок основних фінансово-економічних показників проекту та визначення показників інвестиційної привабливості проекту (запас фінансової міцності, рентабельність продажів та інвестицій, період окупності проекту);

- визначення рівню ризику проекту, основні ризики проекту та шляхи їх запобігання (реагування на ризики).

4. Заходи з комерціалізації проекту:

- визначення цільової групи інвесторів та опису їх ділових інтересів;
- складання інвест-пропозиції (оферти): стислої характеристики проекту для попереднього ознайомлення інвестора із проектом;
- планування заходів з просування оферти: визначення комунікацій-них каналів та площадок та планування системи заходів з просування в межах обраних каналів;
- планування ресурсів для реалізації заходів з просування оферти.

Означені етапи, реалізовані послідовно та вчасно – створюють передумови для успішного ринкового старту. Проте фахівці зі створення та розвитку стартап-проектів окремо відзначають, що відсутність маркетингових знань та умінь, що уможливають розробку ринково затребуваного проекту із вихідної ідеї, є основною причиною високого рівня банкрутств стартап-компаній, і ця проблема може бути вирішена за рахунок навчання винахідників.

4.1. Опис ідеї проекту

Опис ідеї стартап – проекту наведено в табл. 4.1 , а визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту в табл. 4.2.

Таблиця 4.1.

Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Створення системи діагностики напівпровідникових перетворювачів	Промислова електроніка	Запобігання виходу з ладу від простих до великих і дорогих систем

Таблиця 4.2.

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ п/п	Техніко- економічні характеристи ки ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W (слабка сторона)	N (нейтрал ьна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкурент1	Конкурент2	Конкурент3			
1.	Діагностика в реальному часі	+	-	-	-			+
2.	Порівняння стану зі станом роботи в нормальному режимі	+	+	+	+			
3.	Сповіщення про дефект у певному каскаді схеми	+	+	+	+			

4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Технологічна здійсненність ідеї проекту наведено в табл. 4.3.

Таблиця 4.3.

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Діагностика вейвлет- перетворенням	Розробка алгоритму, дослідження	Наявна	Доступна

4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проекту наведено в табл. 4.4., а характеристика потенційних клієнтів в табл. 4.5.

Таблиця 4.4.

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	10
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	150
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Поступово зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Масове розповсюдження у вигляді програмного забезпечення
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Згідно з ДСТУ
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	80

Таблиця 4.5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
	Збільшення тривалості роботи напівпровідникових пристроїв	Великі підприємства що займаються виготовленням електронної техніки	Експлуатація згідно сертифікаційних правил	- до продукції Надійність Якість Новизна - до компанії Пунктуальність

Таблиця 4.6. Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Збій програмного забезпечення	Наявність нових вірусів, що можуть занести зміни у прошивку ПЗ	Заміна пакету ПЗ

Таблиця 4.7. Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Якість діагностики системи	Якісно написане програмне забезпечення	Залучення

Таблиця 4.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Вказати тип конкуренції - чиста	В кого краще – в того і купують.	Покращення товару та обслуговування.
2. За рівнем конкурентної боротьби - локальний	Належить до вузького ринку збуту.	Розширення функціоналу та орієнтації користувачів.
3. За галузевою ознакою - внутрішньогалузева	Притаманна лише в середині однієї галузі застосування.	Розширення функціоналу та галузей застосування.
4. Конкуренція за видами товарів: - товарно-видова	Відрізняється видом схеми електричної, підбором компонентів між конкурентами.	Розширення функціоналу пристрою.
5. За характером конкурентних переваг - цінова / нецінова	Чим дешевше – тим привабливіше, чим краще тим рентабельніше.	Зниження собівартості та покращення якості товару.
6. За інтенсивністю - не марочна	Не жорстка конкуренція.	Не агресивні форми піару.

Таблиця 4.9. SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Алгоритм Оптимізоване програмне забезпечення, яке швидко працює, при цьому, не сильно загружає оперативну пам'ять на ПК	Слабкі сторони: Велика ціна
Можливості: Сповіщення про утворення дефекту на самому початковому рівні його формування	Загрози: Нові віруси, які «обходять» антивірус, можуть занести зміни у ПЗ

4.4. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки наведено в табл. 4.10, а визначення ключових переваг концепції потенційного товару в 4.11.

Таблиця 4.10.

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки*
1	Ні	Так	Ні	агресивна

Таблиця 11.

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що
----------	---------	-------------------------------	--

			потрібно створити
1	Забезпечення довгої тривалості життя напівпровідникових систем	Автоматизована діагностика для запобігання появи дефекту	Сповіщає споживача про певний дефект у певному каскаді на самому початку утворення дефекту

В табл 4.12 можна побачити визначення меж встановлення ціни, а в 4.13 формування системи збуту.

Таблиця 4.12.

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	Немає	немає	Немає	5000/10000

Таблиця 4.13.

п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
	Задоволення потреб, планування та керування роботою споживачів, отримання рекомендацій на основі прогнозу	Збут товару та задоволення запитуваних потреб клієнтів	Усі можливі канали збуту (глибока)	Власна
		Збут та реклама товару та задоволення запитуваних потреб клієнтів	Усі можливі канали збуту (глибока)	Залучена

Висновки по розділу 4

У результаті маркетингового аналізу, можна зробити висновок, що при перспективі реалізації запропонованих науково-технічних рішень

та пропозицій, оцінці можливості їх ринкового впровадження, можна стверджувати, що розроблений проект має можливість ринкової комерціалізації та може бути рентабельним проектом на ринку. Зростання попиту на електротехніку додає масовості придбання подібних пристроїв, але створює жорсткі конкурентні умови виходу на ринок.

Наразі, проект має високі перспективи впровадження з огляду на сучасний стан електротехніки, що потребує нових економних рішень. Бар'єрами входження на ринок може бути відсутність початкового розуміння призначення цього ПЗ, сильний конкурентний тиск з боку фірм аналогічних продуктів, потреба у великій кількості кваліфікованих кадрів та дорогої точної апаратури. Але, при правильному розставленні пріоритетів, можна себе на ринку і перетворити стартап-проект на компанію, яка приносить прибуток.

Подальша імплементація проекту є доцільною та рентабельною.

ВИСНОВКИ

Перевагою використання при класифікації станів вейвлет-перетворення є можливість обмежити процес класифікації розглядом лише одного типу вейвлет-коефіцієнтів, а не всієї їх множини, зменшивши тим самим обчислювальні та часові затрати без втрати точності виконання класифікації, та можливість спільного використання результатів класифікації за коефіцієнтами усереднення та деталізації для кращого аналізу міри близькості станів.

Вибір способу вейвлету, у даному діапазоні K , великої ролі не грає. Але дослідження показало, що при використанні перетворення Хаара, результат за середнім арифметичним значенням відрізняється від розбиття на піддіапазони, це говорить про те, що середнє арифметичне значення оптимізує алгоритм обчислення спектру. А враховуючи те, що обчислення за перетворенням Хаара більш простіші, ніж за СКІ, ОБ-1, ОБ-2, то можна дати наступну рекомендацію: перетворення Хаара при обчисленні першим методом за середнім арифметичним значенням являються найбільш точними та простими.

Зроблено внесок у розвиток теорії класифікації за спектральними коефіцієнтами завдяки використанню різних форматів вейвлет спектрів завдяки можливості виконання класифікації часових діаграм струмів та напруг виключно за коефіцієнтами усереднення для повільно змінних функцій та з використанням спільно коефіцієнтів усереднення і деталізації для функцій, які містять пульсації, що дозволяє підвищити точність класифікації.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Агамалов О.Н. Методика оценки технического состояния электрооборудования в реальном масштабе времени с помощью нечетких авторегрессионных моделей с внешним выходом // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 37-42.
2. Айзинов М.М. Избранные вопросы теории сигналов и цепей. – М.: Связь, 1971. – 349 с.
3. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. Пер. с англ.: 2-ое издание. – Москва-Санкт-Петербург-Киев: Вильямс, 2004.
4. Андронников Д. Особенности выбора и применения резисторов в силовой технике // Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С. 4-8.
5. Аронов В.Л., Федотов Я.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. Учебн. Пособие для специальностей полупроводниковой техники вузов. – М.: Высшая школа, 1975. – 325 с.
6. Баженов Е.Г., Южаков А.А. Система диагностики газотурбинной двигательной установке на основе вейвлет-анализа и нейронных сетей // Приложение №7: Материалы XXXII Международной конференции „Информационные технологии в науке, образовании, телекоммуникации и бизнесе IT+SE’2005”, 2005. – С. 96-97.
7. Бережной В.П., Дубицкий Л.Г. Выявление причин отказов РЭА. – М.: Радио и связь, 1983. – 232 с.
8. Бондаренко В.М., Редковец С.Н. Методы диагностики электрических цепей / К., 1985. – 44с. (Препр. / ИЭД АН УССР; 388).

9. Бутырин П.А., Васьковская Т.А. Принцип декомпозиции сложных электрических цепей при их диагностике по частям // Электричество. – 2001. – №6. – С.41-48.

10. Веденеев Г.М., Зенченко А.Н., Токарев А.Б. Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах. – М.: Изд-во МЭИ, 1992. – 88 с.

11. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков, В.Е. Сучик, С.П. Денисюк и др.. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.

12. Воробьев В. И. Теория и практика вейвлет-преобразования / В. И. Воробьев, В. Г. Грибунин. — Санкт-Петербург : Изд-во ВУС, 1999.

13. Голембиовский Ю.М., Пеньков Б.С. Аварийные режимы преобразовательной сети, построенной на базе инверторов напряжения // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2004. – Ч. 3. – С. 31-34.

14. Давыдов А.В. Вейвлеты и вейвлетный анализ – Лекции – 2005.

15. Домнин И.Ф., Вержановская М.Р., Прокопенко В.Ю. Оптимизация структуры микропроцессорной системы управления прогнозного типа // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2004. – Ч.2. – С. 55-60.

16. Домнин И.Ф., Севрюков О.В., Вержановская М.Р. Локализация неисправностей силовой схемы автономного инвертора тока // Third International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. – 1997. – Vol.2 – С.547-552.

17. Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. -2001. – Том 171. №5. – С.465-501.

18. Дубицкий Л.Г. Предвестники отказов в изделиях электронной техники.– М.: Радио и связь, 1989. – 96 с.

19. Жуйков В.Я., Терещенко Т.О., Хижняк Т.А. Вейвлет-перетворення дискретних функцій з m базисними СКІ функціями // Доповіді НАН України. – 2006. – №1. – С.99-101.

20. Жуйков В.Я., Щербаков И.А. Диагностика линейных непрерывных систем на основе измерения сигналов на входных и выходных узлах / Киевский ордена Ленина политехнический институт имени 50-летия великой Октябрьской революции. – К., 1987. – 5 с. – Рус. – Деп. в УкрНИИНТИ 08.04. 87, № 1162 - Ук87.

21. Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С. Дискретные спектральные преобразования на конечных интервалах. – К.: НТУУ «КПИ», 2010. – 244с.

22. Захарченко П.І. Контроль справності обмоток короткозамкнених асинхронних електродвигунів // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – № 4. – С. 89-92.

23. Звонарев Е. Электролитические и танталовые конденсаторы Hitachi AIC // Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С.10-14.

24. Климов В., Портнов А., Коротков В., Смирнов В., Сыромятников С., Бейм Р. Однофазные источники бесперебойного питания серии ДПК: динамические и спектральные характеристики // Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С. 53-56.

25. Колпаков А. IGBT: инструкция по эксплуатации, или об уважительном отношении к силовой электронике // Силовая электроника. – 2007. – № 1. – С. 17-26.

26. Колпаков А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей // Силовая электроника. – 2007. – № 2. – С.44-50.

27. Котенев С., Евсеев А. Переходные процессы при включении трансформатора в сеть с синусоидальным напряжением // Силовая электроника. – 2005. – № 4. – С.34-37.

28. Краковский Ю.М., Смирнов С.В. Программный комплекс гибкого мониторинга роторных машин по виброданным // Контроль. Диагностика. – 2002. – №12. – С.51-55.
29. Миркин Б.Г., Черный Л.Б. Об измерении близости между различными разбиениями множества объектов // Автоматика и телемеханика. – 1970. – № 5. – С. 120-127.
30. Михайлов А.Н. Механизм определения неисправных элементов методом токовой диагностики // Контроль. Диагностика. – 2005. – № 10. – С. 13-16.
31. Михайлов А.Н. Устройство диагностирования сложных устройств с микропрограммным управлением // Контроль. Диагностика. – 2005. – № 12. – С. 59-62.
32. Новиков Л.В. Основы вейвлет-анализа сигналов: Учебное пособие. – Санкт-Петербург: 1999.
33. Сокол Е.И., Якименко Ю.И., Жуйков В.Я., Вержановская М.Р. Принципы построения микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2001. – Ч.3. – С. 43-45.
34. Петергеря Ю.С., Хижняк Т.А. Дослідження впливу параметрів елементів квазірезонансного перетворювача на вейвлет-спектр вихідної напруги // Електроніка и связь. – 2007. – №5. – С. 33-38.
35. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями / Денисов Ю.А. – Киев: Изд. Института электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.
36. Теория систем автоматического регулирования / Бесекерский В.А., Попов Е.П. – М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1972. – 768 с.

37. Техническая диагностика вентиляльных преобразователей / В.В. Маркин, В.Н. Миронов, С.Г. Обухов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 152с., ил.
38. Технические средства диагностирования: Справочник / В.В.Клюев, П.П.Пархоменко, В.Е.Абрамчук и др.; Под общ.ред. В.В.Клюева. – М.: Машиностроение, 1989. – 672с., ил.
39. Хамзин Н. Рассмотрение лавинных процессов в транзисторах серии CoolMOSTM при их использовании в импульсных источниках электропитания // Силовая электроника. – 2006. – №3. – С.40-46.
40. Хижняк Т.А. Діагностика напівпровідникових перетворювачів із застосуванням вейвлет-функцій m-ічного аргументу: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Хижняк Тетяна Андріївна; М-во освіти і науки України, Нац. техн.у-т України "Київський політехнічний інститут"; наук. кер. Петергеря Ю.С. – Київ, 2008. – 182 с.
41. Хижняк Т.А. Застосування теорії класифікації для ідентифікації режимів роботи перетворювачів електричної енергії // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силовая электроника та енергоефективність”. – 2004. – Ч. 1. – С. 39-43
42. Хижняк Т.А. Определение параметров элементов полупроводниковых преобразователей по коэффициентам вейвлет-спектров // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силовая электроника та енергоефективність”. – 2006. – Ч.3 – С.10-12. Петергеря Ю.С., Хижняк Т.А. Дослідження впливу параметрів елементів квазірезонансного перетворювача на вейвлет-спектр вихідної напруги // Электроника и связь. – 2007. – №5. – С. 33-38.
43. Шидловський А.К., Кириленко О.В., Денисюк С.П. Оцінка стану та перспективи розвитку методів аналізу електромагнітних процесів в перетворювачах електроенергії//Технічна електродинаміка. Тематичний

випуск „Силовая электроника та енергоефективність”. – 2005. – Ч. 1. – С. 3-16.

44. Шнелль Р., Камински Н. Тепловое повреждение полупроводниковых приборов в блокирующем состоянии // Силовая электроника. – 2007. – №1. – С. 92-93.

45. Downie T. R. The discrete multiple wavelet transform and thresholding methods / T. R. Downie, B. W. Silverman // IEEE Transactions on Signal Processing. — 1998. — Vol. 46, No. 9. — P. 2558–2561.

46. A.M.Gaouda, V.K.Sood, A.Y. Chikhani, “Disturbance Monitoring in HVDC Systems Using Wavelet Multiresolution Analysis”, IEEE Transactions on Power System, Vol. 16, No.4, November 2000. Pp. 678-684.

47. Haar A Math. Ann. 69 331 (1910)

48. Izykowski J., Rosolowski E., Fatla K. Discrimination between internal fault and magnetizing inrush current in transformers using wavelet transform // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. „Проблеми сучасної електротехніки” – 2004. – Ч.4. – С. 13-16.

49. Jaffard S. Wavelet tools for science and technology / S. Jaffard, Y. Meyer, R. Ryan // S.I.a.M. — 2001.

50. Mallat S. Understanding image transform codes / S. Mallat, F. Falzon // Proc. SPIE Aerospace Conf. — 1997.

51. Patel C., Plusquellic J. A Process and Technology-Tolerant IDDQ Method for IC Diagnosis // VLSI Test Symposium, April 2001. – P. 145-150.

Додаток А
Код програми

```
window.onload = function() {  
    var N = 2;  
    n = undefined;  
    var arrK = [];  
    findK(arrK,N);  
  
    document.getElementById("N").addEventListener("change",  
function() {  
        N = parseInt(document.getElementById("N").value);  
        findK(arrK,N);  
    }, false);  
  
    document.getElementById("mySelect").addEventListener("click",function() {  
        delCoef();  
        window.k = event.target.value;  
        findn(k);  
  
        var mainF = [];  
        for( var i = 0; i < NofF; i++){  
            mainF[i] = [];  
            for( var j = 0; j < k; j++) {  
                mainF[i][j] = j + 1;  
            }  
        }  
    }  
}
```

```

var P = new Array(NofF);
for(var i = 0; i < S.length; i++){
    P[i] = new Array(n+1);
    for( var j = 0; j < S[i].length ; j++){
        P[i][j] = new Array();
    }
}

```

```

var D = new Array(NofF);
var D1 = new Array(NofF);
var D2 = new Array(NofF);
for(var i = 0; i < D.length; i++){
    D[i] = new Array(n);
    D1[i] = new Array(n);
    D2[i] = new Array(n);
    for( var j = 0; j < D[i].length ; j++){
        D[i][j] = new Array();
        D1[i][j] = new Array();
        D2[i][j] = new Array();
    }
}
j = n;

```

```

findCoef(n, k, N, S, D, D1, D2, mainF);
addCoef(S, D, D1, D2, 0);
addTAforFunctions(mainF);
findSimilar(S, D, D1, D2);
} , false);

```

```

var findCoef = function (j, k, N, S, D, D1, D2, f){
    for(var g = 0; g < NofF; g++){
        for( var i = 0; i < k; i++ ){
            S[g][j].push((f[g][i] / (Math.sqrt(k))).toFixed(2));
        }
    }
    findS(j-1, k, N, S);
    findD(j-1, k, N, S, D, D1, D2);
}

```

```

var findS = function (j, k, N, S){
    for(var g = 0; g < NofF; g++){
        if(N == 2){
            var a = [1, -1];
            for( var i = 0; i < k; i+=N ){
                S[g][j].push((( 1 / Math.sqrt(N) ) * ( a[0] * S[g][j+1][i] + a[0] *
S[g][j+1][i+1])).toFixed(2));
            }
        }else if(N == 3){
            var a = [1, 0, -1];
            for( var i = 0; i < k; i+=N ){
                S[g][j].push((( 1 / Math.sqrt(N) ) * ( a[0] * S[g][j+1][i] + a[0] *
S[g][j+1][i+1] + a[0] * S[g][j+1][i+2])).toFixed(2));
            }
        }
    }
}

```

```

    k = k / N;
    if( j == 0) return
    findS(j-1, k, N, S);
}

var findD = function (j, k, N, D1, D2){
    for(var g = 0; g < NofF; g++){
        if(N == 2){
            var a = [1, -1];
            for( var i = 0; i < k; i+=N ){
                D[g][j].push((( 1 / Math.sqrt(N) ) * ( a[0] * S[g][j+1][i] + a[1] *
S[g][j+1][i+1]))).toFixed(2));
            }
        }else if(N == 3){
            var a = [1, -1.366, 0.366];
            for( var i = 0; i < k; i+=N ){
                D1[g][j].push((( 1 / Math.sqrt(N) ) * ( a[0] * S[g][j+1][i] + a[1] *
S[g][j+1][i+1] + a[2] * S[g][j+1][i+2]))).toFixed(2));
                D2[g][j].push((( 1 / Math.sqrt(N) ) * ( a[0] * S[g][j+1][i] + a[2] *
S[g][j+1][i+1] + a[1] * S[g][j+1][i+2]))).toFixed(2));
            }
        }
    }
    k = k / N;
    if( j == 0) return
    findD(j-1, k, N, S, D, D1, D2);
}

var addCoefs = function(S, D, D1, D2, p){
    for( var i = 0; i <= n; i++){
        var Id = "S" + i;

```



```

        var IdforChB = Id + "ChB";

        var addString = "<input id='" + IdforChB + "'class='checkbox'
type='checkbox' checked><strong>S<sub>" + i + "</sub></strong>";

        var h4 = document.createElement('h4');
        document.body.appendChild(h4);

        h4.id = Id;
        h4.title = S[p][i];
        h4.innerHTML = addString;
    }
    if(N == 3){
        for( var i = 0; i < n; i++){
            var Id = "D1" + i;
            var IdforChB = Id + "ChB";

            var addString = "<input id='" + IdforChB + "'class='checkbox'
type='checkbox' checked><strong>D<sup>(1)</sup><sub>" + i +
"</sub></strong>";

            var h4 = document.createElement('h4');
            document.body.appendChild(h4);

            h4.id = Id;
            h4.title = D1[p][i];
            h4.innerHTML = addString;
            var Id = "D2" + i;
            var IdforChB = Id + "ChB";

            var addString = "<input id='" + IdforChB + "'class='checkbox'
type='checkbox' checked><strong>D<sup>(2)</sup><sub>" + i +
"</sub></strong>";

            var h4 = document.createElement('h4');
            document.body.appendChild(h4);

            h4.id = Id;
            h4.title = D2[p][i];
            h4.innerHTML = addString;

```

```

    }
} else if(N == 2){
    for( var i = 0; i < n; i++){
        var Id = "D" + i;
        var IdforChB = Id + "ChB";
        var addString = "<input id='" + IdforChB + "'class='checkbox'
type='checkbox' checked><strong>D<sup>(1)</sup><sub>" + i +
"</sub></strong>";
        var h4 = document.createElement('h4');
        document.body.appendChild(h4);
        h4.id = Id;
        h4.title = D[p][i];
        h4.innerHTML = addString;
    }
}

var ChB = document.querySelectorAll("input[type='checkbox']");
for(var i = 0; i < ChB.length; i++){
    ChB[i].addEventListener("change", function() {
        delSimilar();
        findSimilar(S, D, D1, D2);
    }, false);
}

var br = document.createElement('br');
document.body.appendChild(br);
br.classList.add('coefBr');
var br = document.createElement('br');
document.body.appendChild(br);
br.classList.add('coefBr');
}

```

```

var findSimilar = function(S, D, D1, D2){
    var ChB = document.querySelectorAll("input[type='checkbox']");
    var similarity = new Array(NofF);
    for(var i = 0; i < NofF; i++){
        similarity[i] = new Array(NofF);
    }
    for(var i = 0; i < similarity.length; i++){
        for(var j = 0; j < similarity[i].length; j++){
            similarity[i][j] = 0;
        }
    }
    for(var g = 0; g < NofF; g++){
        for(var i = 0; i < S[0].length; i++){
            if(ChB[i].checked){
                for(var j = 0; j < S[0][i].length; j++){
                    for(var t = 0; t < NofF; t++){
                        if(Math.round(S[t][i][j]) == Math.round(S[g][i][j])){
                            similarity[g][t]++;
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
    var h = 0;
    if(N == 2){
        for(var i = S[0].length; i < (S[0].length * 2 - 1); i++){
            if(ChB[i].checked){
                for(var j = 0; j < D[0][h].length; j++){
                    for(var t = 0; t < NofF; t++){

```

```

        if(Math.round(D[t][h][j]) == Math.round(D[g][h][j])){
            similarity[g][t]++;
        }
    }
}
}
h++;
}
} else if(N == 3){
    for(var i = S[0].length; i < (S[0].length * 3 - 2); i+=2){
        if(ChB[i].checked){
            for(var j = 0; j < D1[0][h].length; j++){
                for(var t = 0; t < NofF; t++){
                    if(Math.round(D1[t][h][j]) == Math.round(D1[g][h][j])){
                        console.log(Math.round(D1[t][h][j]), t ,h, j);
                        similarity[g][t]++;
                    }
                }
            }
        }
        if(ChB[i+1].checked){
            for(var j = 0; j < D2[0][h].length; j++){
                for(var t = 0; t < NofF; t++){
                    if(Math.round(D2[t][h][j]) == Math.round(D2[g][h][j])){

                        console.log(Math.round(D2[t][h][j]), t ,h, j);
                        similarity[g][t]++;
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

```

    }
    h++;
}
}
var br = document.createElement('br');
document.body.appendChild(br);
br.classList.add('TABr');
var Id = "Res" + g;
var h4 = document.createElement('h4');
document.body.appendChild(h4);
h4.id = Id;
h4.innerHTML = '[ ' + similarity[g] + ' ]';
}
}

var delSimilar = function(){
    for(var i = 0; i < NofF; i++){
        if(document.getElementById("Res" + i)){
            var Id = "Res" + i;
            var elem = document.getElementById(Id);
            document.body.removeChild(elem);
        }
    }
    if(document.querySelector('.TABr')){
        var elem = document.querySelectorAll('.TABr');
        for(var i = 0; i < elem.length; i++){
            document.body.removeChild(elem[i]);
        }
    }
}

```

```

var delCoef = function(){
    delSimilar();
    if(document.getElementById("S0")){
        for( var i = 0; i <= n; i++){
            var Id = "S" + i;
            var elem = document.getElementById(Id);
            document.body.removeChild(elem);
        }

        if(document.getElementById("D10")){
            for( var i = 0; i < n; i++){
                var Id = "D1" + i;
                var elem = document.getElementById(Id);
                document.body.removeChild(elem);
                var Id = "D2" + i;
                var elem = document.getElementById(Id);
                document.body.removeChild(elem);
            }
        }else if(document.getElementById("D0")){
            for( var i = 0; i < n; i++){
                var Id = "D" + i;
                var elem = document.getElementById(Id);
                document.body.removeChild(elem);
            }
        }
    }

    if(document.querySelector('.coefBr')){
        var elem = document.querySelectorAll('.coefBr');
        for(var i = 0; i < elem.length; i++){

```

```

        document.body.removeChild(elem[i]);
    }
}
}

```

```

var findn = function(k){
    for( var i = 1; i < 6; i++){
        if( parseInt(k) == Math.pow(N,i))
            window.n = i;
    }
    document.getElementById("n").value = n;
}

```

```

function findK(arrK, N, strong){
    if( arrK[1] != undefined){
        for (var i = 0; i < arrK.length - 1; i++) {
            var mySelect = document.getElementById("mySelect");
            mySelect.removeChild(mySelect.lastChild);
        }
    }
    for(var i = 1; i < 6; i++){
        arrK[i] = Math.pow(N,i);
    }
    for (var i = 1; i < arrK.length; i++) {
        var option = document.createElement("option");
        option.value = arrK[i];
        option.text = arrK[i];
        document.getElementById("mySelect").appendChild(option);
    }
}

```

```
function findFunction(N){
  if( arrK[1] != undefined){
    for (var i = 0; i < arrK.length - 1; i++) {
      var mySelect = document.getElementById("mySelect");
      mySelect.removeChild(mySelect.lastChild);
    }
  }
  for(var i = 1; i < 6; i++){
    arrK[i] = Math.pow(N,i);
  }
  for (var i = 1; i < arrK.length; i++) {
    var option = document.createElement("option");
    option.value = arrK[i];
    option.text = arrK[i];
    document.getElementById("mySelect").appendChild(option);
  }
}
}
```


ABSTRACT

The work is executed on 83 pages, contains 1 applications, 23 illustrations, 23 tables, 51 literary sources of information.

The purpose of the study is to improve the classification method by spectral coefficients by determining the optimal number of wavelets in the basis and decomposition levels from the position of minimizing time and computing costs and maximizing the accuracy of the identification.

To achieve this goal, the following tasks must be solved:

- Adapt the classification algorithm to nominal matrices for different wavelet spectrum formats;
- Investigate the discrete functions different in form and number of discrete values in order to identify the features of their wavelet spectra and the sensitivity of the spectral coefficients to the form of the function;
- perform identification of the investigated function with respect to pre-classified functions and determine its affiliation to a certain class using spectra of different formats;
- Estimate time and computing costs as well as accuracy of identification for different spectrum formats.

The object of the study is the process of classification of states of semiconductor converters for wavelet spectra of their time dependencies of currents and voltages.

The subject of the study is the peculiarities of selecting the wavelet spectrum of the most convenient for the classification according to the criteria of speed and accuracy of its implementation.

The scientific novelty of the results obtained is the development of the theory of classification by spectral coefficients due to the use of different formats of wavelet spectra.

The practical value of the results obtained is the ability to perform the classification of timing diagrams of currents and voltages solely by the averaging coefficients for slowly varying functions and using jointly the averaging and detail factors for functions that contain pulsations, which increases the accuracy of the classification.

The personal contribution consists in the study of the features of the performance classification of the function using wavelet spectra of different formats - exclusively by the coefficients of averaging, according to the coefficients of detail, by the combination of the averaging and detail coefficients at one of the levels of decomposition.

Approbation of the results of the dissertation was held at 2 international scientific and technical conferences of young scientists "Electronics" (Kyiv, 2017, 2018).

Publications The results of the dissertation are published in 2 scientific works in collections of scientific and technical conferences.